

Beurteilung und Messung der Korona bei Isolationsprüfungen

Von Werner Widmann, Stuttgart*)

DK 621.317.333.6.015.532

Korona-Entladungen im Dielektrikum von Hochspannungsgeräten können neben Störungen des Funkverkehrs auch eine allmähliche Zerstörung des Dielektrikums hervorrufen. Auf dem Gebiet der Koronamessung im Hinblick auf die vorzeitige Alterung der Isolation ist die in den letzten Jahren lebhaft betriebene Entwicklung noch nicht abgeschlossen. Mit der vorliegenden Arbeit soll ein Beitrag zur Lösung der hierbei bestehenden Fragen geleistet werden.

Ursachen und Auswirkungen von Korona und Zweck von Koronamessungen

Als Korona bezeichnet man verhältnismäßig energiearme Teilentladungen im Dielektrikum, die oft nur mit hochempfindlichen Meßeinrichtungen erfaßt werden können. Sie treten hauptsächlich auf in Gaseinschlüssen fester oder flüssiger Dielektrika, an scharfen Elektrodenkanten oder leitenden Einschlüssen im Dielektrikum und bleiben in diesem auf verhältnismäßig kleine Störstellen begrenzt.

Treten schon bei normaler Betriebsspannung Korona-Entladungen auf, so können die Isolierstoffe je nach Korona-Intensität und ihrer Widerstandsfähigkeit gegen Korona-Entladungen mehr oder weniger rasch zerstört werden.

Die Widerstandsfähigkeit der verschiedenen Isolierstoffe gegen Korona-Entladungen ist nur teilweise bekannt. Voraussetzung für ihre Erforschung sind Meßverfahren, die eine Anzeige liefern, die der zerstörenden Wirkung der Korona auf die Isolation, d. h. der Korona-Intensität möglichst entspricht. Die hier nicht behandelten Funkstörspannungsmessungen dagegen sollen die Beeinträchtigung des Funkverkehrs durch Korona-Entladungen erfassen.

Zerstörende Wirkung der Korona

Die durch Korona-Entladungen bewirkte Zerstörung muß wohl hauptsächlich auf Stöße zwischen den im Feld beschleunigten freien Ionen mit den Molekülen des Isolierstoffes zurückzuführen sein. Die Zerstörung der Isolierstoffe ist dann proportional der Anzahl Stöße, die zur Auftrennung von Isolierstoffmolekülen führen.

Bei verhältnismäßig starken Korona-Entladungen in Transformatorenöl entsteht als Folge der Ölersetzung unter anderem Gas. Man kann die entstandene Gasmenge als ein Maß für die zerstörende Wirkung der Korona-Entladungen betrachten. Da in diesem Fall die Entladungen direkt im Isolierstoff stattfinden und nicht etwa in dessen gasgefüllten Hohlräumen, kann man annehmen, daß der größte Teil der Energie bei Zusammenstößen der Ionen mit den Öl-molekülen umgesetzt wird. Man kann dann Proportionalität zwischen verbrauchter Korona-Energie und zerstörter Isolierstoffmenge erwarten. Für den Bereich starker Lichtbögen besteht diese Proportionalität. Hier werden bekanntlich je Kilowattsekunde Lichtbogenenergie 75 cm³ Gas gebildet.

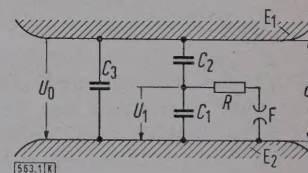
Man findet dieses Gesetz auch bei verhältnismäßig starken Korona-Entladungen in Öl bestätigt. Bei Korona-Entladungen geringerer Intensität, wie sie z. B. in Transformatoren bei kurzzeitigen Überspannungen auftreten können, ist dagegen die entstandene Gasmenge meist so klein, daß sie in der Regel sofort wieder vom Öl gelöst wird, also

nicht direkt gemessen werden kann. Aus dem Gesagten folgt aber, daß bei Entladungen direkt im Isolierstoff die verbrauchte Koronaarbeit die der zerstörenden Wirkung am ehesten entsprechende Größe ist.

Für die Praxis von größerer Bedeutung ist aber Korona in gasgefüllten Hohlräumen innerhalb des Dielektrikums. Hier muß man zwischen den im Gas und den durch Ionenbombardement an der Isolierstoffoberfläche umgesetzten Energieanteilen unterscheiden. Nimmt man an, daß die aufprallenden Ionen in allen Hohlräumen eines Dielektrikums die gleiche Energieverteilung haben, so kann man folgern, daß hier die zerstörende Wirkung der Korona proportional der in den Hohlräumen kurzgeschlossenen Ladung ist.

Der durch Ionenstöße mit den Gasmolekülen innerhalb der Hohlräume umgesetzte Energie-Anteil ist dagegen in diesem Sinne nicht unmittelbar zerstörend wirksam. Er führt

Bild 1. Ersatzschaltung eines kapazitiven Prüflings mit Störstelle.



allerdings zur Erwärmung des Dielektrikums und kann dann in dieser Weise gefährlich werden. Außerdem kann Korona in Gasen diese zersetzen und so, wenn hierbei aggressive Spaltprodukte entstehen, zu einer allmählichen chemischen Zerstörung der angrenzenden Isolierstoffe führen.

Ganz allgemein gilt, daß die zerstörende Wirkung der Korona auf die Isolierstoffe mit steigender Temperatur zunimmt. Dies ist auf die Temperaturabhängigkeit der Bindungsenergie der Moleküle zurückzuführen. Bei der Beurteilung der Widerstandsfähigkeit von Isolierstoffen gegen Korona-Entladungen ist dies besonders zu berücksichtigen.

Durch Korona im Dielektrikum auftretende Umladungserscheinungen

Von den in einem Prüfling meist sehr zahlreich vorhandenen Störstellen sei eine einzige betrachtet. Hierfür gilt die Ersatzschaltung Bild 1. Über die Entladungsstrecke F entlädt sich die Kapazität der Störstelle (Störkapazität) C_1 , wenn an dieser die Zündspannung U_Z erreicht ist. C_2 ist die Koppelkapazität der Störstelle zu den Elektroden E_1 und E_2 , C_3 die Kapazität des übrigen Dielektrikums, wobei stets $C_2 < C_1 < C_3$ ist. Die Entladung vollzieht sich über den Lichtbogenwiderstand R , zu dem bei Entladungen an blanken Elektroden oder leitenden Teilchen hohen spezifischen Widerstandes noch der Elektrodenwiderstand hinzukommt.

*) Der Verfasser ist Leiter des Hochspannungslaboratoriums für Isolationsuntersuchungen der AEG-Fabrik Stuttgart.

Legt man an die Elektroden die Spannung U_0 an, so wird ohne Funkenstrecke

$$U_{10} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot U_0. \quad (1)$$

Bei der Zündung bricht U_1 zusammen:

$$U_1 = U_Z \cdot e^{-t/\tau} \quad \text{mit} \quad \tau = R(C_1 + C_2), \quad (2)$$

wobei zur Vereinfachung der Lichtbogenwiderstand als konstant und die Löschnspannung der Entladung gleich Null gesetzt wird.

Die Wärmezeitkonstante dieser „Lichtbögen“ ist so klein, daß sie sofort nach der Entladung wieder entionisiert sind und sich C_1 bei weiter steigender Spannung U_0 erneut auflädt. Es können so bei Wechselspannung innerhalb einer Periode

$$n = \frac{4 \cdot U_0 \cdot C_2}{U_Z \cdot (C_1 + C_2)} \quad (3)$$

Entladungen an derselben Störstelle auftreten.

Die Zeitkonstante τ läßt sich bei rein kapazitiven Prüfungen durch Messung des Frequenzspektrums der Störspannung nach Heintz [1] ermitteln, die an einem in Reihe zum Prüfling liegenden Meßwiderstand R_M abgegriffen wird (Bild 2). Trägt man die Störspannung abhängig von der Frequenz f auf, so ergibt sich zunächst mit steigender Frequenz f ein konstanter Ausschlag, während im Bereich

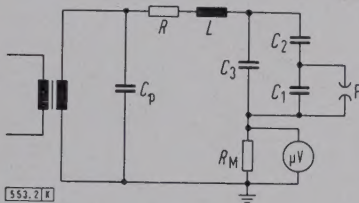


Bild 2. Schaltung zum Messen der Störspannung an einem in Reihe zum Prüfling liegenden Meßwiderstand R_M .
 C_p Parallelkondensator als Rückschluß für den Koronastrom

$f \approx 1/\tau$ die Störspannung abnimmt. Diesen Verlauf erhält man aber nur, wenn der Korona-Impuls unverfälscht von der Störstelle bis zum Meßwiderstand gelangt, d. h. wenn die im Meßkreis liegenden Widerstände R und Induktivitäten L genügend klein sind. Die kleinsten Entladezeitkonstanten τ mit etwa 10^{-8} s erhält man bei Entladungen in kleinen Gasräumen, z. B. an feinen Spitzen in Luft [1] oder in Hohlräumen fester Dielektrika. τ kann aber bei längeren Entladungsstrecken sowie bei Gleitentladungen und Entladungen an hochohmigen Elektroden wesentlich größer werden.

Die Gesamtzahl der Einzelimpulse je Halbwelle hängt außer von der mittleren Impulszahl je Störstelle auch von der Zahl der Störstellen im Prüfling ab. Diese kann in weiten Grenzen schwanken, je nachdem, ob es sich z. B. um eine einzelne Spitze, um lange scharfkantige Belagränder bei Kondensatoren oder Kondensatordurchführungen, lange Kabel — oder allgemeiner — kleine oder große Volumina festen Isolierstoffs mit Gaseinschlüssen handelt. Die Impulszahl je Halbwelle kann so von wenigen bis zu einigen tausend schwanken.

An den Klemmen rein kapazitiver Prüflinge meßbare Störgrößen

In der Schaltung Bild 1 treten in einer Störstelle die ersten Entladungen auf, wenn

$$U_0 \geq U_Z \frac{C_1 + C_2}{C_2} \quad (4)$$

ist.

Bei weiterer Spannungssteigerung nimmt die Anzahl der Entladungen gemäß Gl. (3) zu; Bild 3 zeigt ihre Phasenlage zur angelegten Spannung U_0 [2].

Die je Periode in den Entladungen verbrauchte Energie ist

$$A_1 = n \cdot 1/2 \cdot (C_1 + C_2) U_Z^2 = 2 C_2 U_Z U_0. \quad (5)$$

Bei jeder Entladung von C_1 tritt an C_2 ein Spannungssprung auf, wodurch sich die Ladung auf C_2 um $\Delta Q_2 = C_2 U_Z$ ändert. Die bei einer Entladung über C_2 nachfließende Energie ist

$$a_2 \approx \Delta Q_2 u_0 = C_2 U_Z u_0. \quad (6)$$

Beim n -ten Impuls wird dann nachgeliefert

$$a_{2n} = C_2 U_Z n U_Z \frac{C_1 + C_2}{C_2} \approx n C_1 U_Z^2. \quad (7)$$

Bei den Entladungen n' während des Spannungsrückganges wird dagegen über C_2 Ladung und somit auch Energie zurückgeliefert. Ihr Betrag ist bei den einzelnen Impulsen

$$a_{2n'} \approx - (n - 1) C_1 U_Z^2. \quad (8)$$

Die über C_2 je Periode zugeführte resultierende Arbeit ist also

$$A_2 = \sum_{n=1}^{n=n_{\max}} (a_{2n} + a_{2n'}) = 2 C_2 U_Z U_0 \quad (9)$$

in Übereinstimmung mit der in den Entladungen verbrauchten Energie nach Gl. (5). Bei genügend kleinem Innenwiderstand der Spannungsquelle wird die Ladung $Q_2 = C_2 U_Z$ sofort über diese wieder nachgeliefert. Die verbrauchte Korona-Arbeit läßt sich daher an den Klemmen des Prüflings direkt messen, z. B. mit einem Leistungsmesser, dessen einer Spule die Spannung U_0 , der anderen der verstärkte Koronastrom zugeführt wird [3].

Innerhalb der Störstelle C_1 wird je Periode folgende „Störladung“ in Form kurzer Einzelimpulse ausgeglichen:

$$Q_1 = n (C_1 + C_2) U_Z = 4 C_2 U_0. \quad (10)$$

Über C_2 und somit auch die Klemmen des Prüflings fließt dagegen die „Koronaladung“

$$Q_2 = n C_2 U_Z = 4 \frac{C_2^2}{C_1 + C_2} \cdot U_0 \approx 4 \frac{C_2^2}{C_1} \cdot U_0. \quad (11)$$

Das Verhältnis der an den Klemmen meßbaren Koronaladung zur innerhalb C_1 kurzgeschlossenen Störladung ist also

$$Q_2 : Q_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \approx \frac{C_2}{C_1}. \quad (12)$$

Ist aber der Prüfling gegen die Spannungsquelle ausreichend

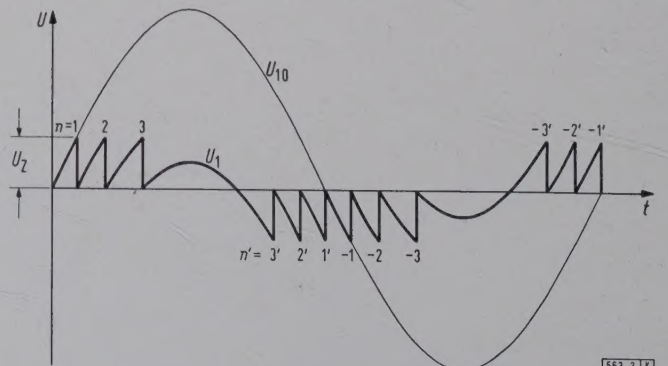


Bild 3. Spannungsverlauf an der Störkapazität C_1 .

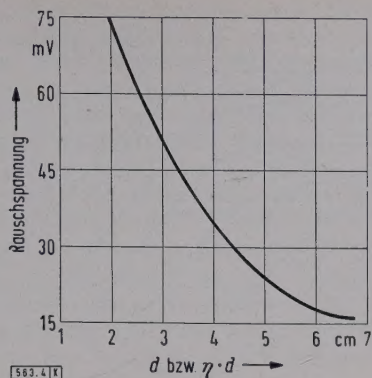


Bild 4. Korona-Rauschspannung, abhängig vom Elektrodenabstand d bei konstanter Korona-Intensität in der Störstelle, gemessen mit Korona-Normal in der Anordnung Bild 16
 η Ausnutzungsgrad nach Schwaiger.

entkoppelt, so tritt zwischen dessen Klemmen bei der Entladung von C_1 ein Spannungssprung

$$\Delta U_0 = -\frac{C_2 \cdot U_Z}{C_2 + C_3} \approx -\frac{C_2}{C_3} U_Z \quad (13)$$

auf.

Befindet sich im homogenen Feld eine Störkapazität C_1 bestimmter Größe, so kann man die zugehörige Koppelkapazität C_2 als dem Elektrodenabstand d etwa umgekehrt proportional annehmen. Dann gilt mit Gl. (11) bei veränderlichen Elektrodenabständen, aber konstanter Feldstärke E

$$Q_2 \approx 4 \frac{C_2^2}{C_1} \cdot U_0 = K \cdot \frac{E}{d}. \quad (14)$$

Der an den Klemmen meßbare Koronastrom nimmt also hier mit zunehmendem Elektrodenabstand ab, d. h. er sinkt auch bei ähnlich aufgebauten und beanspruchten Geräten mit steigender Nennspannung. Bild 4 zeigt die an R_M in der Schaltung nach Bild 2 gemessene Korona-Rauschspannung bei konstanter Störladung Q_1 , abhängig vom Elektrodenabstand d . Bei inhomogenem Feld ist statt d der Wert $\eta \cdot d$ einzusetzen; dabei ist η der Ausnutzungsgrad nach Schwaiger. Als „Störstelle“ war hier in eine Elektrode ein Korona-Normal nach Bild 15 eingebaut; gemessen wurde mit einer breitbandigen Korona-Meßeinrichtung.

Besteht ein Kondensator C_3 aus p gleichen, in Reihe geschalteten Einzelkondensatoren, so tritt mit Störkapazität C_1 und Koppelkapazität C_2 (zwischen den Belägen eines Einzelkondensators) an den Klemmen von C_3 auf:

$$\Delta Q_0 = \frac{C_2}{p} \cdot U_Z \approx \frac{C_2^2}{p^2} \cdot \frac{U_0}{C_1}; \quad (15)$$

$$\Delta U_0 = \frac{C_2 \cdot U_Z}{p \cdot C_3} \approx \frac{C_2^2}{p^2} \cdot \frac{U_0}{C_1 \cdot C_3}. \quad (16)$$

Die Meßempfindlichkeit ist somit auch hier umgekehrt proportional dem gesamten Metallabstand zwischen Hochspannungs- und Erdklemme.

Wenn also, was in der Praxis meist zutrifft, C_1 und C_2 nicht bekannt sind, ist es weder aus der Messung von Q_2 noch von ΔU_0 möglich, Q_1 zu berechnen. Dasselbe gilt auch, wenn man gegebenenfalls zusätzlich zu Q_2 oder ΔU_0 die Impulszahl n mißt.

Zu beachten ist noch, daß mit steigender Impulszahl je Störstelle und Periode T der Koronastrom $i_2 = Q_2/T$ mehr und mehr zu einem Blindstrom wird. Es ist nämlich mit Gs. (5) und Gl. (11)

$$\cos \delta_k = \frac{A_1}{U_0 \cdot Q_2} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1 \cdot U_Z}{C_2 \cdot U_0}. \quad (17)$$

Ohne Berücksichtigung von $\cos \delta_k$ läßt sich somit aus Q_2 bzw. i_2 die Korona-Arbeit bzw. -Leistung nicht genau berechnen.

Es ist zu beachten, daß von den an den Klemmen des Prüflings meßbaren, durch die Korona verursachten Größen A_1 , Q_2 bzw. $i_2 = Q_2/T$, ΔU_0 und n lediglich die z. B. wattmetrisch oder durch Schering-Brücke ermittelte Korona-Arbeit A_1 bzw. -Leistung A_1/T eine dem Vorgang in den Störstellen genau entsprechende Größe ergibt. Wesentlich einfacher als die Leistungsmessung ist aber die heute meist angewendete Messung von i_2 oder ΔU_0 allein. Aus diesen Größen ist, vor allem bei ähnlichen Prüflingen, wenn die notwendigen Erfahrungen vorliegen, eine für die Fertigungsprüfung meist ausreichende Bewertung der Korona möglich. Die richtige Messung des Koronastromes, die natürlich auch eine Voraussetzung der Leistungsmessung ist, soll daher nachfolgend noch näher erörtert werden.

An den Klemmen von Prüflingen mit Eigenresonanzen meßbare Störgrößen

Häufig wird der Stromkreis, über den sich der Störstrom ausgleicht, durch ein Netzwerk gebildet, das eine Vielzahl von Eigenresonanzen aufweist. Betrachtet sei zunächst der einfachste Fall Bild 2 mit nur einer Resonanzstelle. Die Spannung am Kondensator ist dann für jeden Störimpuls

$$u_0 \approx \Delta U_0 \cdot e^{-t/T_2} \cdot \cos \omega t \quad (18)$$

und der Störstrom

$$i_2 = \frac{\Delta U_0}{\omega L} \cdot e^{-t/T_2} \cdot \sin \omega t; \quad (19)$$

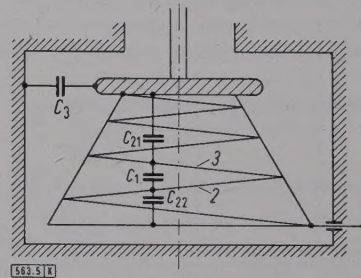


Bild 5. Spannungswandler mit Störstelle in der Lagenwicklung.

dabei sind

$$T_2 = \frac{L}{R + R_M}, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f \quad \text{und} \quad \Delta U_0 = \frac{Q_2}{C_3}.$$

Die Koronaladung Q_2 durchfließt also den Meßkreis je nach der Dämpfung mehr oder weniger oft, so daß bei Gleichrichtung aller positiven und negativen Halbwellen die Ladung

$$Q_{gl} = 4 \Delta U_0 C_3 T_2 f = 4 Q_2 T_2 f \quad (20)$$

gemessen wird. Der letztgenannte Wert kann bei schwacher Dämpfung ein Vielfaches von Q_2 sein. Bei Geräten, die Q_{gl} messen, erhält man also bei gleicher Störladung Q_1 , aber unterschiedlicher Dämpfung zweier Prüflinge verschiedene Anzeigen. Die Koronaladung Q_2 erhält man nur mit Meßverfahren, die f idt vorzeichenrichtig bilden, d. h. die Differenz der positiven und negativen Halbwellen der hochfrequenten Ausgleichsschwingungen messen. Derartige Meßverfahren sind z. B. die Schering-Brücke mit Vibrationsgalvanometer oder breitbandige Koronastrom-Meßeinrichtungen mit einem entsprechenden Integrationsglied und auch selektive Meßgeräte, wenn ihre Abstimmfrequenz $\ll f$ ist. Oft sind aber die an R_M abgegriffenen Korona-Rauschspannungen so gering, daß die durch die schwingende Entladung sich ergebenden Möglichkeiten zur Empfindlichkeitssteigerung durch Messung von Q_{gl} erwünscht sind. Quantitative Messungen erfordern aber dann eine entsprechende Eichung.

Von besonderem Interesse sind noch die an den Klemmen von Hochspannungswicklungen meßbaren Störgrößen,

wenn in deren Innerem Korona auftritt. Betrachtet sei zunächst eine Spannungswandler-Lagenwicklung nach Bild 5. Tritt in dieser z. B. an der Stelle C_1 Korona auf, so sinkt die Spannung zwischen den beiden benachbarten Lagen 2 und 3 kurzzeitig geringfügig. Aus der dann nicht mehr ganz linearen Spannungsverteilung entsteht ein Ausgleichsvorgang mit verhältnismäßig kleiner Amplitude längs der Wicklung, der analog den Ausgleichsvorgängen durch Stoßspannungsbeanspruchungen verläuft. Bei Spannungswandlern und auch bei vielen Transformatoren sind aber diese Ausgleichsschwingungen oft so niederfrequent, daß sie von den bei breitbandigen Korona-Meßeinrichtungen verwendeten Hochpaßfiltern gesperrt werden und erst recht bei selektiven Korona-Meßeinrichtungen, die meist auf einige Megahertz abgestimmt sind, keine Anzeige ergeben. In diesen Fällen kann daher nur die über die Koppelkapazitäten C_{21} und C_{22} der Störkapazität C_1 zu den Erd- bzw. Hochspannungselektroden direkt fließende hochfrequente Koronaladung gemessen werden. Für die Meßempfindlichkeit bei der Koronastrommessung sind dann, wie bei Kondensatoren, hauptsächlich die Koppelkapazitäten C_{21} und C_{22} zwischen Hochspannungs- und Erdelektrode maßgebend. Man erhält daher bei Spannungs- und Stromwandlern nur dann etwa gleiche Meßempfindlichkeit, wenn sich die Metallabstände und die Dielektrizitätskonstante etwa entsprechen.

In Transformatoren sind die Elektrodenabstände meist sehr unterschiedlich. Außerdem können sich je nach Lage der Störstelle zwischen dieser und den Klemmen noch größere Induktivitäten, z. B. Wicklungsabschnitte, befinden. Hier sind die Verhältnisse dann so verwickelt, daß aus den an den Klemmen meßbaren Störgrößen brauchbare Aussagen nur möglich sind, wenn zuvor die Meßempfindlich-

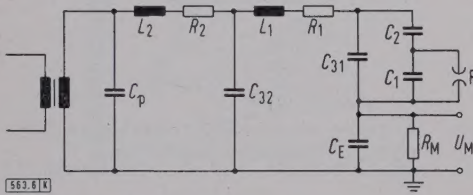


Bild 6. Meßkreis bei einem Prüfling, der aus zwei getrennt geerdeten Teilkapazitäten C_{31} und C_{32} besteht.

keit durch an die verschiedenen kritischen Wicklungsteile angekoppelte „Korona-Normale“ ermittelt wurde. Tritt dann aber bei der Hochspannungsprüfung Korona im Transformator auf, so bleibt noch die Frage nach dem Ort des Koronaherdes zu beantworten. Eine praktisch anwendbare Methode zur Fehlerortung bei Koronamessungen gibt es aber heute noch nicht. Deshalb ist auch eine sichere Beurteilung der Gefährlichkeit etwa auftretender Korona hier noch nicht möglich.

Der gesamte Meßkreis

Betrachtet sei der Fall der Koronastrommessung in der Erdleitung des Prüflings (Bild 6). Die Gesamtkapazität C_3 des Prüflings soll sich aus einem über R_M geerdeten Anteil C_{31} , in dem Koronaentladungen auftreten, und einem direkt geerdeten, koronafreien Anteil C_{32} zusammensetzen. Angenommen sei zunächst, daß $C_p + C_{32} \gg C_{31}$ und C_E , L_1 , L_2 , R_1 , $R_2 = 0$ seien. Ferner soll der Prüftransformator während des rasch verlaufenden Ausgleichvorganges praktisch keine Ladung nachliefern. Dann ist der Spannungsverlauf an R_M bei der Entladung der Störkapazität C_1 mit τ nach Gl. (2)

$$U_M = U_Z \frac{C_2}{C_{31} - \frac{C_2}{R_M}} (e^{-t/R_M C_{31}} - e^{-t/\tau}). \quad (21)$$

Ist $\tau \ll R_M \cdot C_{31}$, so tritt an R_M kurzzeitig die Spannung $U_M = U_Z \cdot C_2 / C_{31}$ auf. Die über R_M fließende Ladung ΔQ_M wird von C_p und C_{32} nachgeliefert. Es gilt

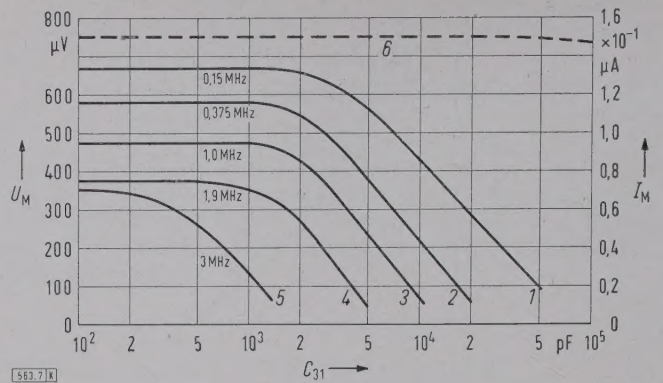


Bild 7. Einfluß der Prüflingskapazität C_{31} auf die Anzeige bei breitbandiger und selektiver Koronastrom-Messung. Die bei den Kurven 1 bis 5 angegebenen Frequenzen sind die Abstimmfrequenzen bei selektiver Messung. Kurve 6 gilt für breitbandige Messung.

1 bis 5 Koronaspaltung (selektive Messung)
6 Koronastrommessung (breitbandige Messung)

$$\Delta Q_M = \Delta Q_p + \Delta Q_{32} = \frac{U_Z \cdot C_2}{1 + \frac{C_{31}}{C_p + C_{32}}}; \quad (22)$$

C_p und C_{32} liefern hiervon je

$$\Delta Q_p = \frac{U_Z \cdot C_2}{C_{31} + C_{32} + C_p} \cdot C_p, \quad (23)$$

$$\Delta Q_{32} = \frac{U_Z \cdot C_2}{C_{31} + C_{32} + C_p} \cdot C_{32}. \quad (24)$$

Gemäß Gl. (22) fließt über R_M nur dann die volle Koronaladung $Q_2 = U_Z \cdot C_2$, wenn $C_p + C_{32} \gg C_{31}$ ist, was daher zur Erzielung ausreichender Meßempfindlichkeit angestrebt werden sollte.

Zu beachten ist, daß bei $C_p + C_{32} \gg C_{31}$ gemäß Gl. (21) und (22) durch die Größe von C_{31} wohl die Höhe der an R_M auftretenden Spannungsspitze, nicht aber die gesamte durch R_M fließende Koronaladung beeinflusst werden. Durch C_{31} werden die Stromimpulse lediglich verflacht. Dies ist bei breitbandiger Koronastrommessung ohne Einfluß auf die Anzeige, wohl aber bei selektiver Messung. Sehr anschaulich sind die Meßergebnisse nach Bild 7, in denen der Einfluß der Prüflingskapazität C_{31} bei konstanter Korona-Intensität sowohl bei breitbandiger (Kurve 6) als auch bei selektiver Messungen (Kurven 1 bis 5) dargestellt ist. Die Korona wurde hierbei mit einem parallel zu C_{31} liegenden Korona-Normal nach Bild 15 erzeugt. $C_p + C_{32}$ waren konstant gleich $0,5 \mu\text{F}$. Man erkennt, daß bei selektiver Messung im Gegensatz zur breitbandigen die Anzeige mit wachsendem Wert von C_{31} sehr stark abfällt, und zwar um so früher und stärker, je höher die Abstimmfrequenz ist. Bei sehr großen Prüflingskapazitäten wird allerdings die Messung des Koronastromes auch bei breitbandiger Messung dadurch erschwert, daß die an R_M abgegriffenen Spannungen U_M sich dann der Größenordnung der Eigen-Rauschspannung der Verstärker nähern.

Ist $C_p \gg C_{32}$, so wird über C_{32} praktisch keine Ladung ausgeglichen. Man kann daher bei Prüflingen mit mehreren voneinander isoliert herausgeführten Erdelektroden die Fehlerstelle eingrenzen, wenn man nacheinander die über diese fließenden Koronastrome mißt und C_p genügend groß wählt. Berücksichtigt man aber die Kreis-Induktivitäten und -Widerstände, so kann, obwohl $C_p > C_{32}$ ist, über C_{32} zunächst ein Ausgleichstrom fließen, wenn nämlich z. B. $1/\sqrt{L_2(C_{31} + C_{32})} < 1/\sqrt{L_1 C_{31}}$ ist. C_{32} liefert dann auf C_{31} kurzzeitig Ladung, die aber anschließend sofort wieder von C_p an C_{32} zurückgeliefert wird. Mißt man dann den Koronastrom in der Erdleitung von C_{32} mit selektiven Geräten, so heben sich bei genügend tiefer Abstimm-

frequenz des Meßgerätes Entlade- und Ladestromstoß auf, so daß die Anzeige Null wird.

Mißt man mit selektiven HF-Spannungsmessern das Frequenzspektrum der Koronastrome in den Erdleitungen von C_{31} und C_{32} , so erhält man dann Kurven nach Bild 8 und kann damit die Fehlerstelle orten.

Bei sehr großen Prüflingskapazitäten C_{31} würde einmal durch den dann ebenfalls sehr großen Parallelkondensator C_p die erforderliche Prüflistung störend erhöht, zum andern würden die über R_M fließenden Koronastrome verhältnismäßig niederfrequent, da sich L_1 und L_2 nicht beliebig verkleinern lassen. In diesen Fällen ist es günstiger, C_p wegzulassen und nicht in der Erdleitung des Prüflings, sondern über einen Koppelkondensator parallel zum Prüfling zu messen [4].

Einrichtungen zum Messen der Koronaleistung

Die am meisten verbreitete Einrichtung zum Messen der Koronaleistung ist die Schering-Brücke. Sie hat sich bei Prüflingen mit verhältnismäßig starker Korona, das sind z. B. Hartpapier-Kondensatordurchführungen, Nutenisolierungen für Hochspannungsgeneratoren, sehr gut bewährt. Eine Trennung der Leitfähigkeits- und Koronaverluste ist hier in der abgewandelten Schering-Brücke nach Baumann [5] oder Gelez [6] möglich.

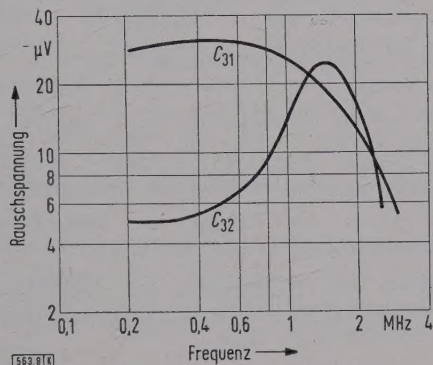


Bild 8. Korona-Rauschspannung in den Erdleitungen von C_{31} (mit Störstelle) und C_{32} (ohne Störstelle), bei selektiver Messung, abhängig von der Abstimmfrequenz.

Bei Prüflingen mit verhältnismäßig schwacher Korona gelingt es aber oft nicht, die Koronaverluste von den gleichzeitig mitgemessenen Leitfähigkeitsverlusten zu unterscheiden. In diesen Fällen muß man den hochfrequenten Koronastrom aus dem netzfrequenten Strom mit Hochpaßfiltern aussieben und ihn verstärkt einem Leistungsmesser zuführen, der gleichzeitig von der am Prüfling angelegten Spannung gespeist wird. Eine solche Einrichtung wurde ausführlich von Veverka beschrieben [3]. Zu beachten ist natürlich, daß alle Schaltungen mit Filter die stets vorhandene Netzfrequenz-Komponente des Koronastromes ebenfalls unterdrücken.

Breitbandige Koronastrom-Meßeinrichtungen

Bild 9 zeigt das Blockscha einer breitbandigen Koronastrom-Meßeinrichtung. Der in die Erdleitung des Prüflings geschaltete Ankopplungsvierpol enthält einen Meßwiderstand R_M und ein Hochpaßfilter, das die netzfrequenten Anteile des Erdstromes aussiebt. Um auch niederfrequente Koronastrome erfassen zu können, sollte man die untere Grenzfrequenz des Filters nicht höher legen, als es mit Rücksicht auf die höchsten Netzoberwellen erforderlich ist; ein brauchbarer Wert hierfür dürften etwa 10 kHz sein. Die obere Grenzfrequenz des Filters sollte nicht unter 5 MHz liegen. Der anschließende Breitbandverstärker ist ebenfalls für diesen Frequenzbereich auszulegen.

Da nur solche Korona-Impulse gemessen werden können, die das Eigenrauschen des Verstärkers übersteigen, ist es im Hinblick auf hohe Meßempfindlichkeit zweckmäßig,

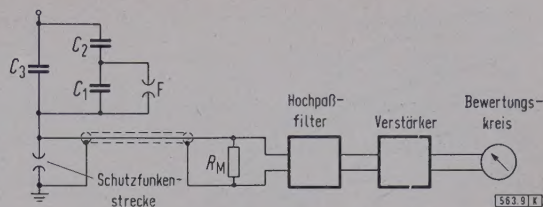


Bild 9. Blockscha einer breitbandigen Koronastrom-Meßeinrichtung.

den Meßwiderstand R_M möglichst groß zu machen. Grenzen sind hier allerdings durch die unvermeidlichen, zu R_M parallel liegenden Erdkapazitäten gesetzt. Ein günstiger Wert für R_M sind etwa 3 k Ω . Es läßt sich zeigen, daß, wenn lange Zuleitungen notwendig sind, bei breitbandiger Messung des arithmetischen Mittelwertes des Koronastromes eine genaue Anpassung des Meßwiderstandes R_M an den Wellenwiderstand Z des Kabels nicht erforderlich ist.

Bei der Messung des arithmetischen Mittelwertes des Koronastromes wird am Verstärkerausgang über Gleichrichter ein Drehpulinstrument angeschlossen. Die weiten Bereiche, in denen die Zahl der Impulse je Sekunde (rd. 10^2 bis 10^5 s $^{-1}$), die Impulsbreite (rd. 10^{-7} bis 10^{-4} s) sowie die Impulshöhe schwanken können, stellen an Verstärker und Bewertungskreis beträchtliche Anforderungen, die sich aber in ausreichendem Maße erfüllen lassen. So zeigt Bild 10 die Anzeige einer breitbandigen Koronastrom-Meßeinrichtung bei nach Bild 14 erzeugten Impulsen, abhängig von der Impulszahl (10^2 bis 10^5 s $^{-1}$) und der Impulsform ($U_2 = Ke^{-t/\tau}$; mit $\tau = 10^{-7}$ bis 10^{-4} s). Die Ladung je Einzelimpuls war für alle Zeitkonstanten unverändert, d. h. $K \cdot \tau = \text{const}$, so daß sich auch die Amplitude der Einzelimpulse um den Faktor 10^3 veränderte. Gemäß Bild 10 ist hier die Anzeige weitgehend unabhängig von der Impulsform und ausreichend proportional der Impulsfolgefrequenz.

Selektive Koronastrom-Meßeinrichtungen

Bei diesen Maßeinrichtungen wird ein selektiver Verstärker verwendet, dessen Abstimmfrequenz weit über den höchsten Netzoberschwingungen liegt, so daß ein besonderes Hochpaßfilter zu deren Unterdrückung entfallen kann. Die Geräte arbeiten gewöhnlich bei einer Frequenz von 1,9 MHz und in Anlehnung an VDE 0876 „Vorschriften für Funkstör-Meßgeräte“ mit einer Bandbreite von 9 kHz.

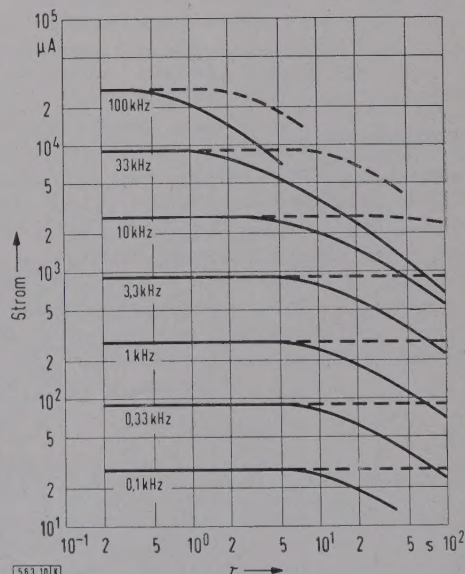


Bild 10. Angezeigter Strom einer breitbandigen Koronastrom-Meßeinrichtung, abhängig von der Zeitkonstante τ und der Zahl der Korona-Impulse je Sekunde, bei konstanter Korona-Ladung je Impuls. Als Parameter ist die Impulsfolgefrequenz aufgetragen.

— Verstärker mit Hochpaß (13 kHz Grenzfrequenz)
 - - - - - Verstärker ohne Hochpaß

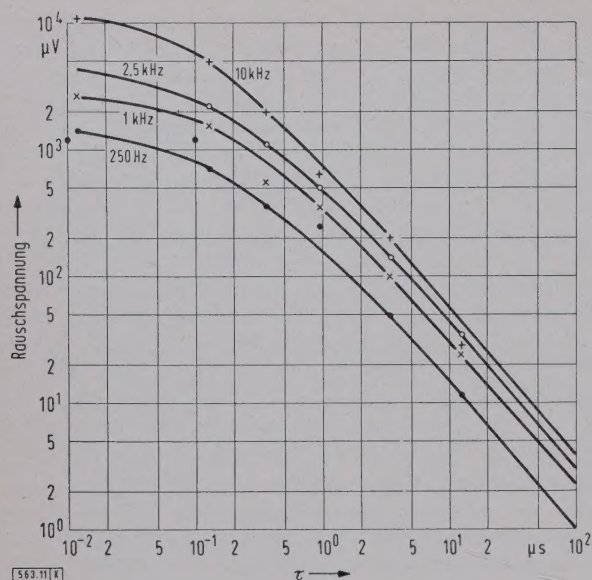


Bild 11. Anzeige eines selektiven Störspannungs-Meßgerätes, abhängig von der Zeitkonstante τ und der Zahl der Korona-Impulse je Sekunde, bei konstanter Korona-Ladung je Impuls. Als Parameter ist die Impulsfolgefrequenz aufgetragen. Die Abstimmfrequenz des Störspannungs-Meßgerätes betrug 1,9 MHz.

In dieser Vorschrift ist auch der Bewertungskreis festgelegt, der eine Ladezeitkonstante von 1 ms und eine Entladezeitkonstante von 160 ms haben soll. Die Abhängigkeit der Anzeige eines derartigen Funkstörspannungs-Meßgerätes von Impulsform, Impulsfolgefrequenz und Abstimmfrequenz f zeigen Bild 11 und 12. Die in der Schaltung (Bild 13) erzeugten Impulse hatten wiederum die Form abklingender e-Funktionen, deren Zeitkonstante τ zwischen 10^{-7} und 10^{-4} s verändert wurde. Bei allen Messungen war die Ladung je Einzelimpuls konstant.

Man erkennt aus dem Verlauf der Kurven, der sich auch theoretisch ableiten läßt, daß hier die Anzeige sehr stark von der Impulsform abhängt. Lediglich im Bereich $\tau \ll 1/f$ ist hier die Anzeige unabhängig von τ , während sie bei $\tau > 1/f$ stark abnimmt. Soll also die Anzeige des Meßinstrumentes der Ladung proportional sein, so darf man die Abstimmfrequenz nicht zu hoch wählen. Weiter nimmt hier der Ausschlag auch nicht proportional mit der Impulszahl zu, was auf die Auslegung des Bewertungskreises zurückzuführen ist.

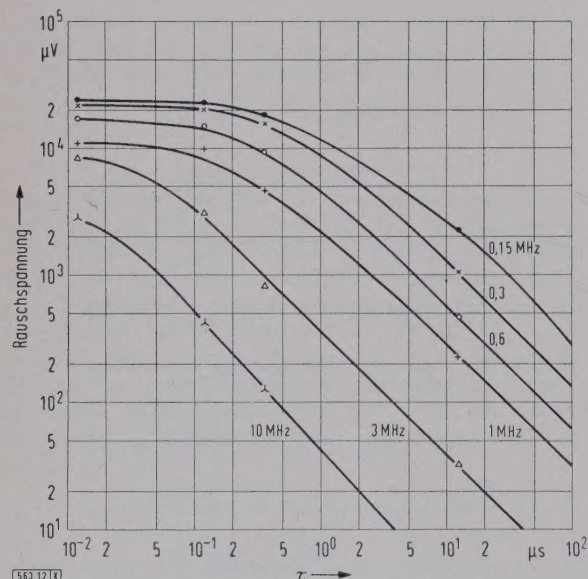


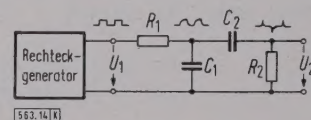
Bild 12. Anzeige eines selektiven Störspannungs-Meßgerätes, abhängig von der Zeitkonstante τ der Korona-Impulse und der Abstimmfrequenz. Als Parameter ist die Abstimmfrequenz aufgetragen. Die Impulsfolgefrequenz betrug 1 kHz.

Sind aber die Impulse gedämpfte Schwingungen, so beeinflussen natürlich auch deren Frequenz und Dämpfung die Meßempfindlichkeit. Vor allem ergibt sich eine erhebliche Empfindlichkeitssteigerung, wenn die Frequenz der Störimpulse mit der Abstimmfrequenz des Meßgerätes übereinstimmt. Ohne Kenntnis der Impulsform und -folgefrequenz der Koronaentladungen und der möglichen Eigenfrequenzen des Prüflings ist daher die Anzeige selektiver Meßgeräte nicht genau definiert.

Weiter ist noch darauf hinzuweisen, daß selektive Geräte gegenüber breitbandigen auch hinsichtlich des mit Rücksicht auf das Eigenrauschen größtmöglichen Verstärkungsgrades, keine Vorteile bieten, obwohl sich bei den erstgenannten wesentlich größere Verstärkungen erzielen lassen. Dies ist darauf zurückzuführen, daß selektive Geräte aus dem Frequenzspektrum der Störimpulse nur den ihrer Abstimmfrequenz entsprechenden Anteil aussieben. Dessen Amplitude beträgt aber stets nur einen kleinen Bruchteil vom Höchstwert der Störimpulse.

Wie sehr die Form der an den Klemmen der Prüflinge meßbaren Korona-Impulse die Anzeige selektiver Koronastrom-Meßeinrichtungen beeinflusst, zeigt Bild 14. Die Kurven 1 bis 3 geben nochmals den Einfluß der Zeit-

Bild 13. Schaltung zur Erzeugung von Korona-Impulsen mit verschiedenen Zeitkonstanten τ .



konstante τ auf die Anzeige wieder. τ hat hier etwa folgende Werte:

Kurve 1 Korona in den Hohlräumen eines Kabels $\approx 10^{-8}$ s;

Kurve 2 Korona an den Rändern der Metallbeläge einer Gleitanordnung in Luft $\approx 10^{-7}$ s;

Kurve 3 Korona an den Rändern der Metallbeläge einer Gleitanordnung in Luft, aber Leitbeläge hohen Widerstandes $\approx 10^{-6}$ s.

Besonders zu beachten sind die innerhalb oft sehr kleiner Frequenzintervalle auftretenden starken Unterschiede der Anzeige bei einer Transformatorwicklung (Kurve 4). Sie sind darauf zurückzuführen, daß derartige Wicklungen zahlreiche Eigenfrequenzen haben. Aus den gezeigten Beispielen folgt, daß die Frequenzspektren der verschiedenen Anordnungen keinesfalls ähnlichen oder stetigen Verlauf haben, woraus sich bei selektiver Messung mit nur einer festen Frequenz (z. B. 1,9 MHz) erhebliche Unsicherheiten in der Beurteilung der Meßwerte ergeben können.

Eichung von Korona-Meßeinrichtungen und Meßschaltungen

Ein aus kurzen Einzelimpulsen der Form $i = i_{\max} \cdot e^{-t/\tau}$ bestehender „Koronastrom“ verschiedener Ladung je Impuls, Impulsfolgefrequenz und Zeitkonstante τ läßt sich leicht mit einem Rechteckgenerator nach Bild 13 erzeugen.

Ist die Rechteckspannung U_1 , so fließt je Impuls die Ladung $q = U_1 C_2$ über R_M . Durch verschiedene Werte für R_1 , R_2 , C_1 , C_2 und U_1 können q , τ und U_2 verändert werden. Schwingende Entladungen lassen sich durch zusätzliche Anordnung einer Drossel, z. B. zwischen C_1 und C_2 , nachbilden. Damit können Koronastrom-Meßgeräte bei allen praktisch möglichen Impulsformen geeicht werden. Zu beachten ist allerdings, daß hier Schwebungen entstehen, wenn die Impulsabstände kleiner als die Ausschwingzeit bei nicht aperiodisch gedämpften Meßkreisen bzw. der Filter bei selektiven Meßgeräten sind, was zu Fehlern führen kann.

Wie die bisherigen Überlegungen zeigten, hängt das Verhältnis der im Koronaherd stattfindenden Vorgänge zum Anzeigewert einer Korona-Meßeinrichtung von einer

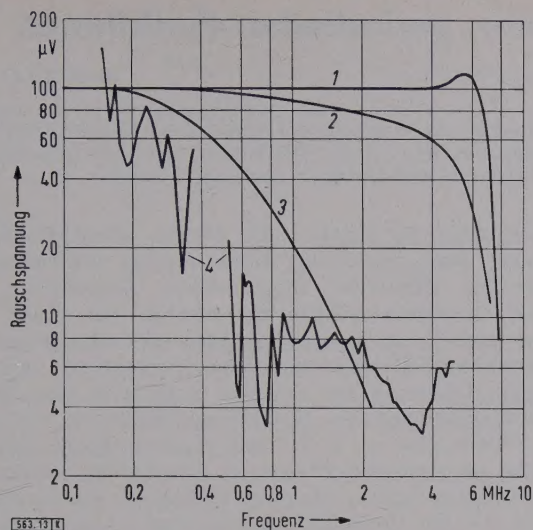


Bild 14. Anzeige eines selektiven Störspannungs-Meßgerätes, abhängig von der Abtastfrequenz bei verschiedenen Prüflingen.

- 1 kurzes Kabel mit Korona
- 2 Gleitanordnung in Luft mit niederohmigen Leitbelägen (Korona-Normal nach Bild 15)
- 3 Gleitanordnung in Luft mit hochohmigen Leitbelägen
- 4 Transformatorwicklung (16 MVA, Reihe 30), Korona innerhalb der Wicklung

großen Zahl Einflußgrößen ab und unterliegt demnach auch einer entsprechend großen Zahl von Fehlerquellen. Aus diesem Grunde erscheint es sehr nützlich, ein Korona-Normal zu schaffen, mit dem das Übertragungsmaß vom Koronaherd zum Meßgerät festgestellt werden kann. Ein derartiges Korona-Normal sollte folgende Eigenschaften haben:

1. Die Korona-Impulse sollten nach Impulsform, Amplitudenverteilung, Streuung der Impulsabstände und Häufigkeitsverteilung der Impulse den in praktischen Anordnungen vorkommenden Verhältnissen möglichst entsprechen.
2. Das Korona-Normal sollte weitgehend rückwirkungsfrei auf die Meßanordnung sein, d. h. vor allem kleine Eigenkapazität und Kopplung nach außen, z. B. nach Erde, haben.
3. Mit dem Korona-Normal sollte der Einfluß des Elektrodenabstandes und der Dielektrizitätskonstante (C_2) an den verschiedenen Stellen des Prüflings nachgebildet werden können.

Bild 15 zeigt ein diesen Forderungen entsprechendes Korona-Normal. Legt man an die Elektroden 1 und 2 Wechselspannung, so treten bei einer Spannung von rd. 2 kV an den scharfen Elektrodenrändern auf der Glasplatte 3 Gleitentladungen auf, deren Intensität mit wachsender Spannung zunimmt. Die Elektroden sind nach außen luftdicht abgeschlossen und werden mit Silikagel trocken gehalten. Man erhält so eine zeitlich praktisch konstante Korona-Intensität.

Dieses Korona-Normal kann entweder direkt oder, wenn man mit höheren Spannungen prüfen will, über eine als Spannungsteiler dienende Kapazität angekoppelt werden. Eine für viele Zwecke vorteilhafte Anordnung erhält man, wenn man z. B. das Korona-Normal gemäß Bild 16 in eine Kugelfunkenstrecke einbaut¹⁾. Das Korona-Normal 1 wird

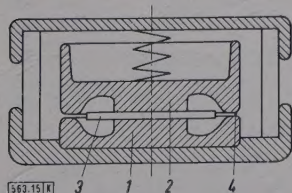
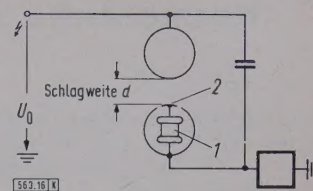


Bild 15. Korona-Normal.

- 1, 2 Elektroden
- 3 Glasplatte
- 4 Parallelfunkenstrecke

1) Nach einem Vorschlag von W. Rabus.

Bild 16. Korona-Normal, in eine als Spannungsteiler dienende Kugelfunkenstrecke eingebaut.



hier über eine in eine Kugel isoliert eingesetzte Kalotte 2 angekoppelt. Die Koppelkapazität — und damit der Spannungsbereich — lassen sich durch Verändern der Schlagweite d und der Größe der Kalotte verändern. Zu beachten ist natürlich, daß gemäß Gl. (12) der über die Zuleitungen der Kugelfunkenstrecke fließende Koronastrom von der Größe der Koppelkapazität abhängt (Bild 4). Um die Bestimmung der Koppelkapazität C_K zu erleichtern, gibt man dem Korona-Normal (Bild 15) eine Parallelfunkenstrecke 4. Steigert man die Spannung U_0 bis zum Ansprechen der Parallelfunkenstrecke, so läßt sich C_K aus der Zündspannung U_F der Parallelfunkenstrecke und der Kapazität C_n des Korona-Normals nach der Gleichung

$$C_K = \frac{U_F \cdot C_n}{U_0 - U_F} \quad (25)$$

berechnen.

Bei komplizierteren Prüflingen ist es oft erforderlich, das Korona-Normal direkt an der Stelle anzuschließen, an der man den späteren Koronaherd vermutet, da hier durch Induktivitäten und Kapazitäten der Koronastrom auf seinem Weg zu den Klemmen des Prüflings erheblich verändert werden und auch die Störstelle auf mehrere getrennt herausgeführte Elektroden koppeln kann. Für diese Fälle läßt sich nach dem in Bild 15 gezeigten Prinzip ein kleines, in vielen Fällen die Feldverhältnisse nur wenig änderndes Korona-Normal aufbauen.

Zusammenfassung

Bei Korona-Entladungen im Dielektrikum selbst, die vor allem bei flüssigen Isolierstoffen auftreten können, ist die in den Entladungen umgesetzte „Korona-Arbeit“ wohl die der zerstörenden Wirkung am meisten entsprechende Größe. Bei Entladungen in gasgefüllten Hohlräumen fester und flüssiger Isolierstoffe dürfte dies dagegen die in diesen umgesetzte „Korona-Ladung“ sein. Von den an den Klemmen des Prüflings meßbaren Störgrößen liefert lediglich die Leistungsmessung eine dem Vorgang im Koronaherd genau entsprechende Größe, nicht aber die Messung des Koronastromes bzw. der Korona-Rauschspannung allein. Ähnlich aufgebaute Prüflinge lassen sich aber trotzdem durch Messen des Koronastromes allein hinsichtlich ihrer Alterungsbeständigkeit vergleichen.

Die Eigenschaften breitbandiger und selektiver Koronastrom-Meßeinrichtungen werden diskutiert. Infolge der je nach Aufbau des Prüflings und des Meßkreises stark unterschiedlichen Form der Korona-Impulse erhält man bei breitbandigen Koronastrom-Meßeinrichtungen im Vergleich zu selektiven definiertere Resultate. Um in der Praxis die Meßempfindlichkeit in einfacher Weise überprüfen zu können, schlägt der Verfasser die Anwendung eines Korona-Normales vor, dessen Rauschspektrum dem der meist vorkommenden Korona entspricht.

Schrifttum

- [1] Heintz, W.: Untersuchung des hochfrequenten Spektrums periodischer Entladungen. Z. angew. Phys. Bd. 11 (1959) S. 51–57.
- [2] Veverka, A.: Entladungen im festen Dielektrikum und die dabei auftretenden energetischen Umwandlungen, Acta techn. Prag Bd. 1 (1956) S. 317–345.
- [3] Veverka, A.: Eine neue Anordnung zur Messung der Leistung bei Ionisationsvorgängen. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 49 (1958) S. 45–50.
- [4] Held, W., und Kunze, R. C.: Glimmentladungen im Kondensator-dielektrikum. VDE-Fachber. Bd. 28 (1958) S. 28–37.
- [5] Baumann, E.: Meßmethode zur Ionisations-Verlustmessung und Messung des zeitlichen Ablaufes von Entladungsimpulsen bei Wechselspannung. ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 4 S. 127–129.
- [6] Gelez, J. P.: Die getrennte Messung der Glimmentladungsverluste in einem inhomogenen Isolierstoff. ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 4 S. 129–132.

Harmonische Schnellanalyse empirischer, periodischer Funktionen

Von Karl Schönbacher, Hirschhorn*)

DK 517.512.2 : 518.62

Ein Verfahren zum Berechnen der Teilschwingungen zeichnerisch vorliegender, periodischer Funktionen wurde entwickelt. Dieses stützt sich auf die Näherung mit einem 12-teiligen Polygonzug. Es führt durch Eliminieren jeglicher überflüssiger Denkarbeit zu einer praktischen Rechenschablone. Nachstehend soll darüber berichtet werden.

Theoretische Grundlagen

Die bekannten Fourierintegrale lassen sich unter der Voraussetzung, daß sich die zu analysierende Funktion nur aus Unstetigkeiten zusammensetzt, algebraisch vorwegnehmen¹⁾. Bei einer besonderen Aufgabe sind dann nur die relativ einfachen Lösungen der Integrale anzuwenden, nicht diese selbst. Das allgemeine Ergebnis der betreffenden Untersuchungen wird durch die komplexe Formel

$$y = \frac{1}{\pi} \sum_{\varepsilon} \sum_{\nu} (j \nu)^{-\varepsilon} \sum_{\eta} S_{\varepsilon \eta} \cdot e^{j \nu (\alpha - \alpha_{\eta})} \quad (1)$$

dargestellt, wobei die Identität

$$y = \sum_{\nu} c_{\nu} \cdot e^{j \nu \alpha} = \sum_{\nu} (a_{\nu} - j b_{\nu}) e^{j \nu \alpha} \quad (2)$$

die Superposition der Teilschwingungen ausdrückt. Von diesem komplexen Ausdruck wird nur der Realteil verwendet

$$\operatorname{Re} [(a_{\nu} - j b_{\nu}) e^{j \nu \alpha}] = a_{\nu} \cos \nu \alpha + b_{\nu} \sin \nu \alpha. \quad (3)$$

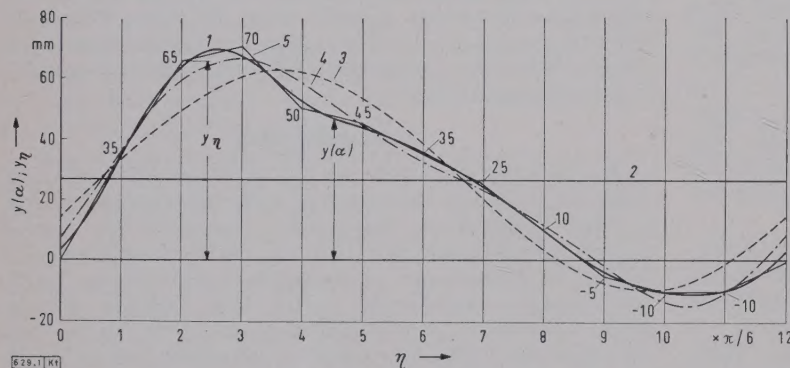


Bild 1. Mit einem Polygonzug bei zwölfteiligem Abszissenraster approximierte, empirische periodische Funktion $y(\alpha)$. Die Zahlen an den Ordinaten sind die Koordinatenwerte y_{η} des Polygonzuges.

- 1 Originalkurve $y(\alpha)$
- 2 Syntheselinie 0. Ordnung mit dem Funktionswert a_0
- 3 Syntheselinie 1. Ordnung mit den Funktionswerten a_0, c_1
- 4 Syntheselinie 2. Ordnung mit den Funktionswerten a_0, c_1, c_2
- 5 Polygonzug zu $y(\alpha)$

Dabei bedeuten

- y die zu analysierende Funktion
- α den variablen Abszissenwinkel
- α_{η} den Abszissenwinkel an der Unstetigkeitsstelle η
- $S_{\varepsilon \eta}$ die Unstetigkeit der Art ε an der Stelle η
- $\varepsilon = 0, 1, 2, 3 \dots$ die Ordnungszahl der Unstetigkeiten (Flächen-, Ordinaten-, Steigungs-, Parabel-...-Sprünge)
- $\nu = 1, 2, 3 \dots$ die Ordnungszahl der Teilschwingungen (Grundschwingung, 2., 3. ... Teilschwingung)
- c_{ν} den komplexen Amplitudenzeiger der ν -ten Teilschwingung
- a_{ν}, b_{ν} den Beiwert der Kosinus- und Sinus-Komponente der ν -ten Teilschwingung.

Auswahl der Unstetigkeitsart für die Näherungsfunktion

Nun ist die zweckmäßigste Unstetigkeitsart zu wählen, womit bei einfacher Handhabung eine möglichst genaue Annäherung der unstetigen Ersatzkurve (Bild 1, 5) an die vorgegebene, stetige Wellenlinie (1) erzielt werden kann.

*) Dr.-Ing. K. Schönbacher ist auf dem Gebiet der industriellen Induktionserwärmung freiberuflich tätig.

1) Jordan, H., u. Schönbacher, K.: Graphische Fourieranalyse. AEG-Mitt. Bd. 36 (1940) S. 107–111.

Flächensprünge S_0 eignen sich hierfür offensichtlich am wenigsten; denn das hieße, einen sanften Wellenzug als Staketenzaun darstellen. Eine bessere Angleichung läßt sich mit Ordinatenprüngen S_1 , nämlich mit einer Darstellung durch Treppen, erreichen. Man erkennt, daß sich die Näherungsfähigkeit des unstetigen Kurvenzuges mit zunehmender Ordnungszahl ε erhöht. Doch stößt man bereits bei Parabelsprüngen S_3 (Krümmungssprüngen) auf technische Schwierigkeiten, weil damit ungebräuchliche und umständliche geometrische Hilfsmittel erforderlich würden.

Somit verbleiben die Steigungssprünge S_2 als die zweckmäßigste Art der Unstetigkeiten, bei deren Anwendung die vorgegebene, periodische Kurve durch einen Polygonzug zu ersetzen ist. Wie in Bild 1 zu sehen ist, wird bei nicht zu starken Unregelmäßigkeiten des Wellenzuges eine hohe Genauigkeit der Näherung erzielt, selbst bei Beschränkung auf nur 12 Steigungssprünge je Periode, unterteilt in gleiche Abszissenabstände. Dabei kann noch die Freizügigkeit ausgenutzt werden, die Sprungstellen im Bereiche eines Zwölftels der Periode so zu verschieben, daß sich eine optimale Näherung des Polygonzuges an die vorgegebene Kurve ergibt. Es kann beispielsweise ein ausgeprägter Knick

in der Kurve vorhanden sein. Dann wird man dahin eine Sprungstelle verlegen, damit der Polygonzug der Eigenwilligkeit der Kurve gut folgen kann.

Harmonisch analysiert wird nun nicht die vorgegebene Funktion, sondern der Polygonzug. Dessen Auswertung ist theoretisch genau. Inwieweit die Berechnung der Teilschwingungen in bezug auf die zu untersuchende, stetige Kurve richtig, beziehungsweise genau ist, wird im Abschnitt „Genauigkeit des Verfahrens“ erörtert. Vorab sei darauf hingewiesen, daß der 12-teilige Polygonzug an die Bedingung $b_6 = 0$ geknüpft ist. Daraus geht hervor, daß die 6. Oberschwingung nicht mehr die Kurve betreffen kann; denn für diese ist der Wert b_6 ja im allgemeinen nicht gleich Null. Weil der 12-teilige Raster für Oberschwingungen $\nu > 5$ zu grob ist, kennzeichnen diese lediglich die Eigenheiten des Polygonzuges, mit denen sich dieser von der zu untersuchenden Kurve unterscheidet. Ihre Berechnung wäre daher sinnlos; zudem erbrächte sie nur Fehler.

Teilschwingungen des Polygonzuges

Mit der Beschränkung auf Steigungssprünge ($\varepsilon = 2$) gilt für die Identität nach Gl. (1) und (2) die Beziehung

$$\frac{1}{\pi} \sum_{\nu} (j \nu)^{-2} \sum_{\eta} S_{2 \eta} e^{j \nu (\alpha - \alpha_{\eta})} = \sum_{\nu} (a_{\nu} - j b_{\nu}) e^{j \nu \alpha} \quad (4a)$$

$$-\frac{1}{\pi \nu^2} \sum_{\eta} S_{2\eta} e^{-j \nu \alpha_{\eta}} \equiv a_{\nu} - j b_{\nu}, \quad (4b)$$

woraus die Teilschwingungen folgen mit

$$a_{\nu} = -\frac{1}{\pi \nu^2} \sum_{\eta} S_{2\eta} \cos \nu \alpha_{\eta} \quad (5a)$$

und

$$b_{\nu} = -\frac{1}{\pi \nu^2} \sum_{\eta} S_{2\eta} \sin \nu \alpha_{\eta}, \quad (5b)$$

die auf Grund der Steigungssprünge S_2 und der zugehörigen Ortswinkel α_{η} zu ermitteln sind. Da diese festgelegt worden sind, müssen jeweils nur die Steigungssprünge, nämlich die Steigungsdifferenzen vorbestimmter Sprungstellen, festgestellt werden.

Mit Steigungen geometrisch zu operieren ist aber zu mühsam und fehlerhaft, weswegen die Steigungssprünge zweckmäßiger durch die Ordinaten y_{η} der Polygoneckpunkte und die Abszissenteilung algebraisch ausgedrückt werden

$$S_{2\eta} = (y_{\eta+1} - y_{\eta}) (\pi/6)^{-1} - (y_{\eta} - y_{\eta-1}) (\pi/6)^{-1} = \frac{6}{\pi} (y_{\eta+1} - 2y_{\eta} + y_{\eta-1}). \quad (6)$$

Dieser Ausdruck wird in Gl. (4b) eingesetzt, wobei zu beachten ist, daß

$$\sum_{\eta} y_{\eta \pm 1} \cdot e^{-j \nu \alpha_{\eta}} = \sum_{\eta} y_{\eta} \cdot e^{-j \nu \alpha_{\eta} \mp 1} \quad (7)$$

gilt. Dabei entwickelt sich mit $\alpha_{\eta} = \eta \cdot \pi/6$ für eine 12-fache Unterteilung der Periode

$$\begin{aligned} & -(\pi \nu^2)^{-1} \sum_{\eta} S_{2\eta} \cdot e^{-j \nu \eta \cdot \pi/6} = \\ & = -6 (\pi \nu)^{-2} \sum_{\eta} y_{\eta} \cdot e^{-j \nu \eta \cdot \pi/6} (e^{j \nu \cdot \pi/6} - 2 + e^{-j \nu \cdot \pi/6}) = \\ & = 24 (\pi \nu)^{-2} \sin^2 (\pi \nu/12) \sum_{\eta} y_{\eta} \cdot e^{-j \nu \eta \cdot \pi/6} \equiv a_{\nu} - j b_{\nu}, \end{aligned} \quad (8)$$

wobei der Klammerausdruck als Binomialquadrat erkannt worden ist, das die Sinusfunktion liefert. Mithin ergeben sich für die Teilschwingungskomponenten die gegenüber Gl. (5a) und (5b) andersartigen, jedoch gleichwertigen Beziehungen

$$a_{\nu} = 24 (\pi \nu)^{-2} \sin^2 (\pi \nu/12) \sum_{\eta} y_{\eta} \cos (\nu \eta \cdot \pi/6) \quad (9a)$$

und

$$b_{\nu} = 24 (\pi \nu)^{-2} \sin^2 (\pi \nu/12) \sum_{\eta} y_{\eta} \sin (\nu \eta \cdot \pi/6). \quad (9b)$$

Somit verbleibt als geometrische Arbeit lediglich das Zeichnen des Ersatz-Polygonzuges und die Ermittlung seiner Eckpunktkordinaten y_{η} . Damit man den numerischen Rechnungsgang vereinfacht, liest man die Ordinatenlängen in vollen Millimetern ab, das heißt, es wird die Beschränkung auf einen Ordinatenraster mit Millimeterteilung in Kauf genommen. Dazu spannt man einfach transparentes Millimeterpapier über die Kurve, markiert die Sprungstellen und zeichnet sodann den Polygonzug, der sich trotz der Rasterung möglichst gut an die Kurve anpassen soll. Diese Geraden müssen also die Kurve selbst mindestens einmal schneiden. Die Polygoneckpunkte liegen prinzipiell nicht auf der Kurve. Die vorgegebene Kurve soll mit dem anzunähernden Polygonzug die kleinste Summe der Fehlerquadrate ergeben, welche Bedingung ja auch jede Teilschwingung für sich erfüllt [siehe Gl. (11a) und (11b)].

Berechnungsschlüssel

Als Rechenvorschrift besagen Gl. (9a) und (9b), daß Glieder mit den Ordinaten y_{η} als Koeffizienten und Winkelfunktionen als Hauptgrößen zu summieren sind. Durch die

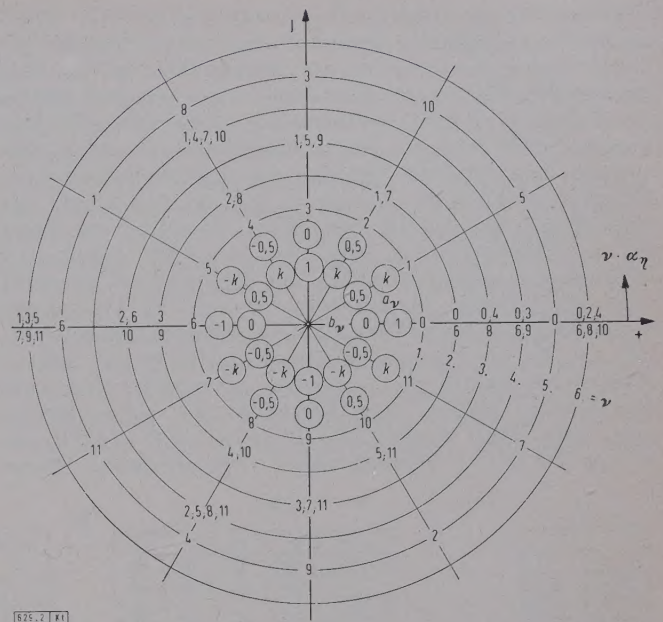


Bild 2. Einheitsschema für das Auftreten der Winkelfunktionswerte 0; 0,5; $k = 0,866$ und 1 in Gl. (9a) und (9b) bei 12 Sprungstellen. Es bedeuten $\nu = 1$ bis 6 die Ordnungszahl der Teilschwingungen.

Ordnungszahlen ν werden die Hauptgrößen für jede Teilschwingung nach einem bestimmten Schlüssel ausgewählt, der nach dem Einheitskreis-Schema Bild 2 zu ermitteln ist. Da die Teilung des Abszissenrasters $\pi/6$ beträgt, treten für die Winkelfunktionen nur die Werte 0; 0,5; $\sqrt{3}/2 = 0,866 = k$ und 1 auf.

Das Schema weist für die nach Gl. (9a) und (9b) zu bildenden Reihen gewisse Symmetrien auf, denen zufolge Gliederpaare mit gleichen Hauptgrößen gebildet werden können. Vor allem können die Ordinaten y_{η} mit den Indizes 1 und 11 bis 5 und 7 für alle Teilschwingungsglieder a_{ν} als Summenpaare und für b_{ν} als Differenzpaare zusammengefaßt werden. Dementsprechend sind in Tafel 1 die Hauptgrößen für die in Frage kommenden Teilschwingungskomponenten aufgeführt.

Rechenschablone

Der Rechenschablone nach Bild 3 obliegt es, die aus Tafel 1 ersichtlichen Multiplikationen der Ordinaten und Ordinatenpaare mit den jeweiligen Hauptgrößen und die anschließende Summierung gemäß Gl. (9a) und (9b) für die

Tafel 1. Hauptgrößen für die Ordinaten der Werte a_{ν} und b_{ν} .

	y_0	$y_1 + y_{11}$	$y_2 + y_{10}$	$y_3 + y_9$	$y_4 + y_8$	$y_5 + y_7$	y_6
a_1	1	k	0,5	—	—0,5	— k	—1
a_2	1	0,5	—0,5	—1	—0,5	0,5	1
a_3	1	—	—1	—	1	—	—1
a_4	1	—0,5	—0,5	1	—0,5	—0,5	1
a_5	1	— k	0,5	—	—0,5	k	—1
a_6	1	—1	1	—1	1	—1	1
	y_0	$y_1 - y_{11}$	$y_2 - y_{10}$	$y_3 - y_9$	$y_4 - y_8$	$y_5 - y_7$	y_6
b_1	—	0,5	k	1	k	0,5	—
b_2	—	k	k	—	— k	— k	—
b_3	—	1	—	—1	—	1	—
b_4	—	k	— k	—	k	— k	—
b_5	—	0,5	— k	1	— k	0,5	—
b_6	—	—	—	—	—	—	—

einzelnen Teilschwingungskomponenten ohne viel Überlegung zu ermöglichen. Zunächst wird darauf Bedacht genommen, die Absolutwerte der Hauptgrößen bei der Reduktion der Glieder aus dem Denken auszuschalten, indem sie in den fett gedruckten Vorzeichen — die bei der Reduktion zu berücksichtigen sind — durch eine besondere Gestaltung zum Ausdruck gebracht werden. So bedeutet ein schwarzes Vorzeichen, + oder –, daß die Hauptgröße mit dem Wert 1 gemeint ist. Mit einer eingezeichneten Rippe ist die Hauptgröße mit dem Wert $k = 0,866$ angedeutet, während das weiße Vorzeichen auf den Wert 0,5 hinweist.

In den Rubriken für die Werte A und B (Bild 3 a) der Rechenschablone werden die Eckpunktordinaten des Polygonzuges y_0 bis y_{11} eingetragen. Dabei sind beiderseits nebenstehend die Indizes der Ordinaten y vermerkt. Durch die algebraische Addition und Subtraktion der beiden Werte einer Zeile erhält man mit $A + B$ und $A - B$ (Bild 3 b) die in der Tafel 1 vorkommenden Ordinatenpaare. Diese

Zwischen den Teilschwingungen der Ordnung $\nu = 3$ und 5 und der Grundwelle $\nu = 1$ ist hinsichtlich des Vorzeichenschlüssels eine Verwandtschaft festzustellen, die in der Rechenschablone zu einer Arbeitseinsparung ausgenutzt wird. Es werden dabei Teilsummen aus der Grundschwingungsberechnung für die Berechnung der Teilschwingungsglieder der 3. und 5. Ordnung herangezogen. Die Tafel 1 und der betreffende Vordruck der Rechenschablone (Bild 3) geben hierüber Aufschluß.

Gebrauchsanleitung für die Rechenschablone

Für die Benutzung der Rechenschablone ist die folgende Anweisung zu beachten, die ohne einen Anspruch auf ein Wissen um die harmonische Analyse jedermann die sichere Auswertung gestattet, dem aber primitives Zahlenrechnen geläufig ist.

Die zu analysierende, periodische Funktion wird, wie in Bild 1 gezeigt ist, durch einen zwölfkantigen Polygonzug

a)

	A	B
0	0	
1	35	-10 11
2	65	-10 10
3	70	-5 9
4	50	10 8
5	45	25 7
6	35	

b)

A+B	a_1	a_2	a_4	a_6
0	+	+	+	+
25	+	+	-	-
55	+	-	-	+
65	-	-	+	-
60	-	+	-	+
70	-	+	-	-
35	-	+	+	+
-5	-	-20	-210	
-45				
-35	-30	100	-10	
0,5	-2,5	-10	-105	
$k \times$	-39			
$0,5 \div k$	-76,5	-40	-5	-10
$k=0,866$	$\times 0,163$	$\times 0,152$	$\times 0,114$	$\times 0,068$
	-12,5	-6,1	-0,57	-0,68

c)

a_3	b_3
-	-
a_1	b_1
-30	-10
$\times 0,135$	
-4,1	-1,35

d)

a_5	b_5
$0,5 \div k$	$0,5 \div k$
a_1	b_1
1,5	7,9
$\times 0,091$	
0,13	0,72

e)

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0,9	1,7	2,6	3,5	4,3	5,2	6,1	6,9	7,8
10	8,7	9,5	10,4	11,3	12,1	13,0	13,9	14,7	15,6	16,5
20	17,3	18,2	19,1	19,9	20,8	21,7	22,5	23,4	24,2	25,1
30	26,0	26,8	27,7	28,6	29,4	30,3	31,2	32,0	32,9	33,8
40	34,6	35,5	36,4	37,2	38,1	39,0	39,8	40,7	41,6	42,4
50	43,3	44,1	45,0	45,9	46,8	47,6	48,5	49,4	50,2	51,1
60	52,0	52,8	53,7	54,6	55,4	56,3	57,2	58,0	58,9	59,8
70	56,6	61,5	62,4	63,2	64,1	65,0	65,8	66,7	67,5	68,4
80	69,3	70,1	71,0	71,9	72,7	73,6	74,5	75,3	76,2	77,1
90	77,9	78,8	79,7	80,5	81,4	82,3	83,1	84,0	84,9	85,7

f)

Bild 3. Rechenschablone.

- Schema zum Eintragen der Amplituden y ,
- Rechenschema zum Ermitteln der Beiwerte $a_1, a_2, a_4, a_6, b_1, b_2$ und b_4 ,
- Schema zum Ermitteln der Beiwerte a_3, a_5, b_3 und b_5 ,
- Schema zum Ermitteln der Beiwerte a_0 und b_0 ,
- Tafel zum Ermitteln der Produkte aus $k = 0,866$ und ganzer Zahlen von 1 bis 99,
- prinzipielle symmetrische Kurven mit ihren zugehörigen Beiwerten.

müssen nun mit den Hauptgrößen, die in der Tafel 1 für die jeweiligen Teilschwingungskomponenten aufgeführt sind, multipliziert und dann addiert werden. In den einzelnen Rubriken der Schablone für die Teilschwingungsglieder sind nun die Vorzeichenschlüssel vermerkt, die auch die Hauptgrößen laut Tafel 1 enthalten. Die zunächst — vor der Multiplikation mit den Hauptgrößen — zu ermittelnden Teilsummen, gebildet aus Gliedern mit gleichen Hauptgrößen, werden mit einem senkrechten Balken im Vordruck gekennzeichnet, der wiederum durch seine Ausgestaltung den Betrag der Hauptgröße versinnbildlicht. Dann erst werden die Multiplikationen mit den Werten der Hauptgrößen 0,5 und $k = 0,866$ ausgeführt, danach die Endsummen berechnet und diese mit dem in gleicher Rubrik vorgedruckten, von der Ordnungszahl ν der Teilschwingung abhängigen Faktor laut Gl. (9a) und (9b) multipliziert, wonach sich die Teilschwingungsamplitude ergibt.

Damit man die Rechenschablone übersichtlich gestaltet und dieser die Rechenvorschrift unterlegt, sind überall dort, wo Eintragungen gefordert werden, in Bild 3 Fenster angedeutet. Sollen jedoch dauernd Kurven analysiert werden, so werden am besten in der Rechenschablone die Fenster durchbrochen. In diesem Falle wird ein Papierblatt untergelegt und durch die Fenster hindurch beschrieben.

gleicher Abszissenteilung möglichst genau angenähert. Die Eckpunktordinaten — zweckmäßigerweise ganzzahlig in Millimetern — werden für alle Abszissenstellen 0 bis 11 in die Rubriken A und B der Schablone (Bild 3 a) eingetragen. In die Rubriken A + B und A - B sind die Summen und Differenzen der in der betreffenden Zeile stehenden Zahlen der Rubriken A und B in Bild 3 b einzuschreiben.

Nun beginnt die Auswertung für die Beiwerte a_1 bis a_6 der einzelnen Kosinus-Glieder und die Beiwerte b_1 bis b_5 für die Sinus-Glieder. Der Beiwert des Sinus-Gliedes b_6 ist stets gleich Null, was in der Schablone (Bild 3 d) unten vermerkt ist. Soll z. B. das Teilschwingungsglied a_1 ermittelt werden, so sind die Zahlen in der Rubrik A + B unter Berücksichtigung des unter a_1 vorgedruckten Vorzeichenschlüssels algebraisch zu summieren. Zunächst werden die zu den weißen Vorzeichen gehörigen Zahlen addiert, $(+ 55) + (- 60) = - 5$, und in das untere Fenster, das mit einem senkrechten, weißen Balken bezeichnet ist, eingetragen. Dann folgt die Summierung gemäß den gerippten Vorzeichen, nämlich $(+ 25) + (- 70) = - 45$. Dieser Wert ist in das mit dem gerippten Balken gekennzeichnete Fenster der Rubrik zu schreiben. Schließlich bringt die Summe gemäß den schwarzen Vorzeichen $0 + (- 35) = - 35$. Diese Zahl gehört in das Fenster mit dem schwarzen Balken.

Von den gewonnenen Teilsummen ist diejenige mit dem weißen Balken zu halbieren und in das darunter befindliche Fenster „0,5 mal weißer Balken“ einzusetzen (–2,5). Ferner ist der hinter dem gerippten Balken stehende Wert an Hand der in der Schablone vorgedruckten Tafel (Bild 3 e) mit dem Faktor $k = 0,866$ zu multiplizieren, und das Ergebnis (–39) ist in das Fenster „ k mal gerippter Balken“ einzutragen.

Nun sind diese Produkte und die Zahl hinter dem schwarzen Balken zu summieren, und das Resultat in das darunter befindliche Fenster, das links mit der betreffenden Rechenvorschrift gekennzeichnet ist, einzuschreiben. Diese Summe ist schließlich noch mit der weiter unten vorgedruckten Zahl (0,163) mit Hilfe des Rechenschiebers zu multiplizieren, wonach sich die gesuchte Amplitude der Teilschwingungskomponente a_1 in Millimetern gemessen, mit –12,5 ergibt.

Der beschriebene Vorgang ist ebenso für die Beiwerte a_2, a_4, a_6 sowie b_1, b_2 und b_4 durchzuführen (Bild 3 b). Dagegen erfordern die Teilschwingungen der 3. und 5. Ordnung keine Reduktion an Hand eines Vorzeichenschlüssels, da die betreffenden Teilsummen bereits aus denen der Grundschwingung zu entnehmen sind, z. B. a_3 aus der Differenz der Teilsummen mit dem schwarzen und dem weißen Balken aus der Rubrik a_1 des Bildes 3 b. Die 5. Oberwelle berechnet sich — mit dem Unterschied nur, daß k negativ einzusetzen ist — aus der Schlußsummierung für die Grundschwingung.

Das Mittelwertglied a_0 ergibt sich aus der algebraischen Summe der Zahlen in der Rubrik $A + B$ und Teilung durch 12. Daß der Beiwert b_6 für das Sinus-Glied gleich Null ist, liegt an den Näherungsfehlern des Polygonzuges (Bild 3 d).

Bei symmetrischen Funktionen verschwinden einzelne Teilschwingungskomponenten. Um unnütze Arbeit zu unterbinden, sind in der Schablone (Bild 3 f) drei Arten symmetrische Kurven durch Bilder erläutert, und die allein auftretenden Teilschwingungskomponenten angegeben. Ferner ist dort vermerkt, daß die Summe der Beiwerte a_ν für $\nu = 0$ bis 5 der Kosinus-Glieder gleich der Anfangsordinate $y(0)$ der zu analysierenden Kurve an der Stelle $\alpha = 0$ sein soll. Diese Beziehung ist als Stichprobe für die Richtigkeit der Auswertung zu benutzen.

Die Amplitude einer Teilschwingung berechnet sich aus ihren Komponenten nach der Formel

$$c_\nu = \sqrt{a_\nu^2 + b_\nu^2}. \quad (10)$$

Harmonische Synthese

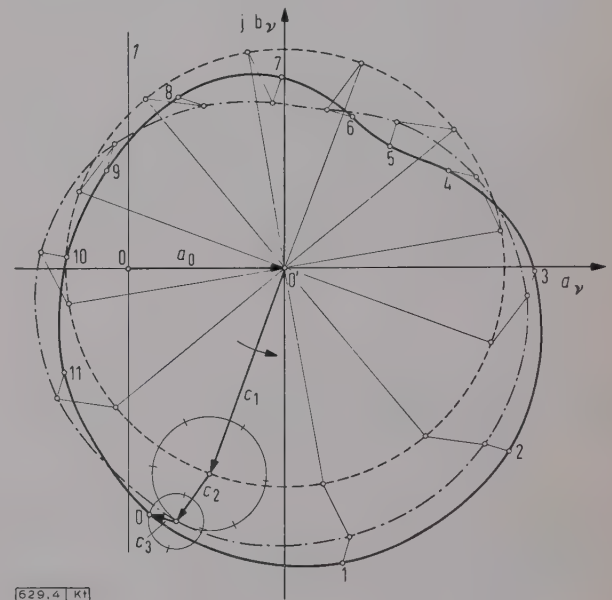
Die Gl. (2) gibt die Anweisung zur graphischen Superposition der ermittelten Teilschwingungen nach Bild 4. Es sind Drehzeiger, deren Winkelschritte der Ordnungszahl ν proportional sind, zu addieren. In der Winkelstellung Null setzen sich die Drehzeiger c_ν aus den Komponenten a_ν und $-jb_\nu$ zusammen, deren Absolutwerte als Ergebnis der Fourierzerlegung mittels der Rechenschablone gefunden worden sind.

Im Diagramm nach Bild 4 wurden für die Winkelstellung Null die Zeiger a_0, c_1, c_2 und c_3 der Reihe nach aneinandergesetzt. Die Drehzeiger beschreiben mit ihren Spitzen — mit dem Fußpunkt als Drehpunkt — die eingezeichneten Kreise. Der Zeiger a_0 hingegen ist fest. Die Spitze von c_1 dreht sich in einer Periode einmal um ihren Fußpunkt, die des Zeigers c_ν aber ν -mal. Der Umfang des Kreises für die Grundschwingung ist in Anlehnung an Bild 1 in zwölf gleiche Teile geteilt, was einem Winkelschritt von $\pi/6$ entspricht. Die Winkelschritte der Zeiger der Oberschwingungen c_ν sind dagegen $\nu\pi/6$. Diese Schritte sind ebenfalls an den betreffenden Kreisen markiert.

Die für die Winkelstellung Null dick gezeichnete Zeigerlage — man kann diese als Gestänge ansehen — dreht sich nun beim Durchlaufen einer Periode einmal um den Mittel-

punkt O' , wobei sich die von den Zeigern c_ν dargestellten „Gelenkstangen“ ν -mal drehen. Dieses kinematische System beschreibt mit jedem seiner Gelenke, das heißt mit jeder Zeigerspitze, eine Kurve, außer dem Zeiger a_0 . Der Zeiger c_1 beschreibt einen Kreis, c_ν eine Kurve, die sich aus der Überlagerung der Einzelbewegungen der Zeiger c_1 bis c_ν ergibt.

Man braucht diese Kurven nicht zu zeichnen, sondern kann sich mit der Auffindung der zwölf Spitzen aller Zeiger begnügen, denen die erwünschte Teilschwingungszahl zugrunde liegt. Gemäß der Aussage der Gl. (3) sind die Abstände der Zeigerspitzen c_ν von der Geraden 1, die in der j -Richtung durch den Ursprung 0 geht, die Ordinaten der mit ν Teilschwingungen erreichten Näherungskurve. In Bild 1 sind die Näherungen durch a_0 als Kurve 2 allein, ferner einschließlich der Grundschwingung c_1 als Kurve 3 und schließlich unter Berücksichtigung von c_2 als Kurve 4 eingezeichnet. Mit der Erfassung von c_3 wird beim vor-



zung minimaler Fehlerquadrate dem Polygonzug (5) angepaßt ist, jedoch unvollständig, zumal ihr gewisse höhere Teilschwingungen — hier $\nu > 5$ — fehlen. Da sich nun der Polygonzug (5) um 12, im allgemeinen wechselseitig vorgehenden Ecken von der stetigen Funktion (1) unterscheidet, liegt die Differenz im wesentlichen im Beiwert a_6 der 6. Teilschwingung, denn nach Voraussetzung ist $b_6 = 0$. Demnach darf bei der Analyse die 6. Oberschwingung nicht mehr berücksichtigt werden, weil sie bereits eine Abweichung von der zu behandelnden Kurve ausdrückt. In dieser kann nun allerdings der Beiwert a_6 noch teilweise oder sogar ganz vorkommen, besonders in dem Fall, wo die gegebene Funktion zufällig selbst ein solcher Polygonzug ist. Demnach kann der Beiwert a_6 der 6. Teilschwingung, die in der Rechenschablone noch berücksichtigt wird, nur dazu benutzt werden, den möglichen Fehler bei der Approximation durch einen zwölfseitigen Polygonzug zu erfassen. Nicht aber darf sie als eine vorhandene Teilschwingung bewertet werden, denn es soll ja die vorgegebene Kurve und nicht der Polygonzug analysiert werden.

Weil aber nur dieser der harmonischen Analyse zugänglich ist, darf die Auswertung gerade nur so weit getrieben werden, daß die Synthese eine ebenso unvollständige Näherung an den Polygonzug bringt, wie sie von der gegebenen Funktion dargestellt wird. Wenn dann, wie bei der Approximation ja verlangt wird, die abweichenden Eckflächen das Minimum der Fehlerquadrate vorstellen — dies wohl gemerkt unter Außerachtlassung der 6. Oberschwingung —, dann

muß die Analyse bis einschließlich der 5. Oberschwingung ganz genau sein. Die Synthese bis zur 5. Oberschwingung muß deshalb für die vorgegebene Funktion und den Polygonzug genau dieselbe sein, weil die gegebene Kurve ebenso wie die Syntheselinie des Polygonzuges einschließlich der 5. Teilschwingung die Forderung nach dem Minimum der Fehlerquadrate erfüllt.

Erprobung der Rechenschablone

Mit Hilfe einer mathematisch erfaßten Fourierzerlegung kann die Richtigkeit der Rechenschablone kontrolliert werden. Dazu eignet sich z. B. sehr gut die Trapezkurve, deren Höhe mit Eins und deren Flankenbasis mit $\beta = \pi/6$, $\pi/3$ oder $\pi/2$ angenommen wird. Diese Kurven sind selbst Polygonzüge, die dem zwölfseitigen Abszissenraster entsprechen. Die theoretischen Werte folgen aus der Gleichung

$$b_\nu = \frac{4}{\pi \nu^2 \beta} \sin \nu \beta. \quad (12)$$

Zusammenfassung

Mit der Rechenschablone ist es gelungen, den Berechnungsgang für die harmonische Analyse empirischer, periodischer Funktionen zu rationalisieren. Dadurch wird jegliches, sich an den einzelnen Aufgaben wiederholendes Denken vermieden. Ferner ist ein übersichtliches Arbeiten nach einer einfachen Rechenvorschrift, die sich unmittelbar aus dem Aufbau der Schablone ergibt, gewährleistet.

Der funkenfreie Drehzahl- und Belastungsbereich bei Universalmotoren

Von Adolf Wilhelm Mohr, Bühlertal/Baden*)

DK 621.315.14.015.54

Beim Betrieb von Universalmotoren, die im allgemeinen für kleine Leistungen ausgelegt sind, tritt sehr häufig am Kommutator Bürstenfeuer auf. Dieses ist nicht nur für den Kommutator schädlich, sondern stört auch in erheblichem Maße den Rundfunkempfang. Die Gründe für diese Störungen werden untersucht, und Wege zu ihrer Beseitigung werden vorgeschlagen, worüber nachstehend berichtet wird.

Allgemeines

In gewissen Drehzahl- und Belastungsbereichen ist bei manchen Universalmotoren ohne weiteres eine einwandfreie Kommutierung möglich. Daher wird oft die Frage gestellt, wo liegt bei einem vorgegebenen Universalmotor dieser Drehzahl- bzw. Belastungsbereich der günstigsten Kommutierung, wie groß ist er und durch welche Maßnahmen kann er verschoben oder vergrößert werden?

Zur Beantwortung dieser Frage müssen die der theoretischen Funkengrenze bei der Wechselstromkommutierung zugrunde gelegten Werte und Bedingungen [1, 2] über die Strom-Drehzahlkennlinie abhängig von der Motordrehzahl ausgedrückt und nach einer Art Iterationsverfahren die beiden Grenzdrehzahlen n_u und n_o , die den Bereich der günstigsten Kommutierung nach unten und oben begrenzen, bestimmt werden.

Die folgende Abhandlung gibt Richtlinien zur graphischen Ermittlung des funkenfreien Drehzahlbereiches bei kleinen Universalmotoren, also kleinen Reihenschlußmotoren ohne Wendepole und ohne Kompensationswicklungen. Die graphischen Konstruktionen in der Abhandlung beschränken sich zunächst auf die Fälle, bei denen die Bürstenbreite gleich der Lamellenteilung ist. Bei Motoren mit größeren Bürstenüberdeckungen kann der Rechnungsgang grundsätzlich beibehalten werden, es müssen dann aber für die Widerstands-, Strom- und Spannungswerte in den kurzgeschlossenen Spulen Ersatzgrößen eingeführt werden.

Funkengrenze bei der Wechselstromkommutierung

Die Vorausbestimmung des Kommutierungsverhaltens nach der klassischen Kommutierungstheorie ist hauptsächlich bei Wechselstrom-Kommutatormaschinen sehr unzuverlässig. Es sind schon viele Wechselstrommaschinen gebaut worden, die nach der Theorie äußerst schlecht hätten kommutieren müssen, in der Praxis jedoch ein einwandfreies Kommutierungsverhalten zeigten, und umgekehrt.

Diese Widersprüche zwischen Theorie und Praxis, die in erhöhtem Maße bei kleinen Universalmotoren auftreten, rühren größtenteils davon her, daß man der Funkengrenze nicht die Werte von Strom und induzierter Spannung zugrunde legt, bei denen die ablaufende Bürstenkante am stärksten beansprucht ist, sondern vielmehr einfach von den Höchst- oder Effektivwerten des Stromes und der Spannung ausgeht. Da sowohl zu große Spannungen in der kurzgeschlossenen Spule als auch zu große Bürstenströme die Kommutierung erschweren, die induzierte Spannung aber eine zeitliche Phasenverschiebung zum Bürstenstrom aufweist, liegt der schwierigste Kommutierungsfall während einer Spannungsperiode nicht im Maximum des Stromes und nicht im Maximum der Spannung, sondern bei Strom- und Spannungswerten, die wesentlich kleiner als die Höchstwerte sein können.

Der Zeitpunkt im periodischen Strom- und Spannungsverlauf, in dem die Kommutierung am schwierigsten ist, wird als kritischer Zeitpunkt in der Wechselstromkommutierung bezeichnet. Je nach Motorwerten, Bürstensorte und Betriebsart des Motors verschiebt sich dieser kritische Zeitpunkt einmal zu höheren Spannungen und kleineren Strö-

*) Dr.-Ing. A. W. Mohr ist Mitarbeiter der AVOG GmbH, Bühlertal/Baden. Auszug aus der Dissertation „Beitrag zur Kommutierung bei Universalmotoren“, TH Stuttgart 1957.

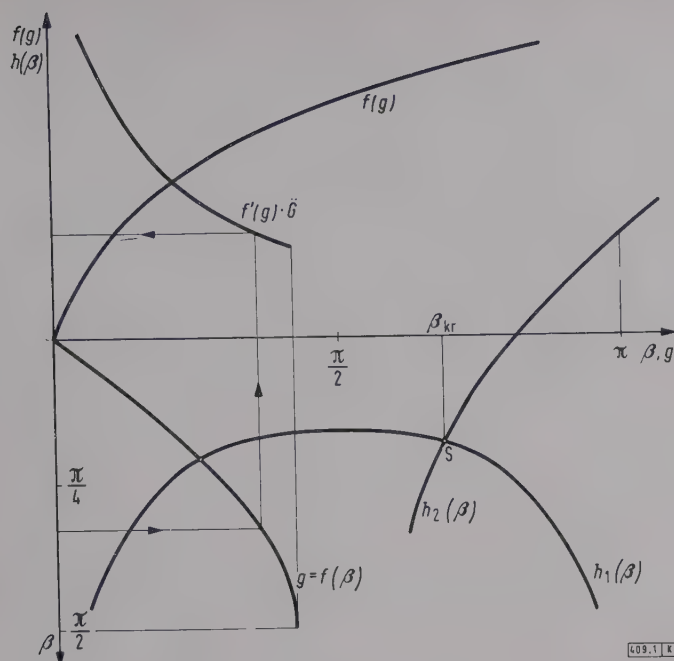


Bild 1. Diagramm zur Konstruktion des kritischen Zeitpunktes β_{kr} aus den Funktionen $h_1(\beta)$ und $h_2(\beta)$.

men und das andere Mal zu niedrigeren Spannungen und größeren Strömen. Der Angabe einer Funkengrenze sind also stets die jeweiligen Strom- und Spannungswerte in diesem kritischen Zeitpunkt zugrunde zu legen.

Ausgehend von der Bürstenspannungskennlinie, d. h. Bürstenspannung abhängig von der Stromdichte,

$$U_B = f(G),$$

die unter Betriebsbedingungen und mit Lamellenfrequenz¹⁾ experimentell aufgenommen wurde, und der differenzierten Bürstenspannungskennlinie

$$U'_B = f'(G)$$

kann man sowohl den kritischen Zeitpunkt in der Wechselstromkommutierung als auch die Funkengrenze selbst graphisch darstellen.

Nach der Theorie [2] ergibt sich der kritische Zeitpunkt β_{kr} aus dem Schnittpunkt der beiden Funktionen

$$h_1(\beta) = -\frac{f'(\hat{G} \sin \beta)}{f(\hat{G})} \cdot \hat{G} \quad (1)$$

und

$$h_2(\beta) = \frac{r}{2} + q \cos \varphi + q \sin \varphi \cdot \tan \beta. \quad (2)$$

In der Gl. (1) und (2) ist

$$\hat{G} = \hat{I}/F_L, \quad \hat{U}_B = f(\hat{G}), \quad \hat{R}_B = \hat{U}_B/\hat{I}, \\ r = (2R_v + R_s)/\hat{R}_B, \quad q = \hat{E}/\hat{U}_B \text{ und } \tan \varphi = \hat{E}_{tk}/\hat{E}_{qk}.$$

Darin bedeuten

\hat{G} Höchstwert der Stromdichte unter den Bürsten,

\hat{I} Höchstwert des Motorstromes,

F_L Lamellenfläche,

\hat{U}_B Bürstenübergangsspannung, die dem Höchstwert der Stromdichte entspricht,

\hat{R}_B Bürsten-Übergangswiderstand, der dem Höchstwert der Bürstenübergangsspannung und dem Höchstwert der Stromdichte entspricht,

r Verhältnis des ohmschen Widerstandes der kurzgeschlossenen Spule zum Bürstenübergangswiderstand,

R_v ohmscher Widerstand der Verbinder (meist zu vernachlässigen),

R_s ohmscher Widerstand der kurzgeschlossenen Spule,

q Verhältnis zweier Spannungen,

\hat{E} Höchstwert der geometrischen Summe aus Ankerquersfeld- und Transformationsspannung,

φ zeitliche Phasenverschiebung zwischen dem Motorstrom und der induzierten Gesamtspannung in der kurzgeschlossenen Spule und

\hat{E}_{tk} Höchstwert der Transformationsspannung in der kurzgeschlossenen Spule und

\hat{E}_{qk} Höchstwert der Quersfeldspannung in der kurzgeschlossenen Spule.

In Bild 1 ist die Konstruktion des kritischen Zeitpunktes β_{kr} , der sich als Schnittpunkt S der Gl. (1) und (2) ergibt, angegeben. Der Deutlichkeit halber wurden die normierte Bürstenspannungsfunktion $f(g)$ und die normierte differenzierte Bürstenspannungsfunktion $f'(g) \cdot \hat{G}$ mit eingezeichnet, worin $g = G/\hat{G}$ die auf den Höchstwert bezogene Stromdichte bedeutet.

Im kritischen Zeitpunkt β_{kr} ist die Stromdichte an der ablaufenden Bürstenkante durch den Schnittpunkt A (Bild 2), die größtmögliche endliche Stromdichte an der ablaufenden Bürstenkante durch die Tangierung der beiden normierten Funktionen

$$f_1(g) = \frac{f(\hat{G} \cdot g)}{f(\hat{G})} \quad \text{und} \quad (3)$$

$$f_2(g) = \frac{1}{T} \cdot g + \frac{r}{2} \sin \beta_{kr} + \frac{f(\hat{G} \sin \beta_{kr})}{f(\hat{G})} + q \sin (\beta_{kr} - \varphi) \quad (4)$$

gegeben. Es ist

$$T = \frac{T_k}{T_m} \quad \text{und} \quad T_m = \frac{L_s}{\hat{R}_B},$$

worin

T das Verhältnis von Kurzschlußzeit zur magnetischen Zeitkonstante der Kommutierung,

T_k die Kurzschlußzeit,

T_m die magnetische Zeitkonstante der Kommutierung und

L_s die wirksame Streuinduktivität der kurzgeschlossenen Spule

bedeuten.

In Bild 2 ist der Schnittpunkt A der in Gl. (3) und (4) dargestellten beiden Funktionen im Grenzfall (Tangierung) dargestellt. Die größtmögliche endliche Stromdichte an der ablaufenden Bürstenkante ist mit g_{ab} bezeichnet. Wenn sich der Steigungswinkel ψ der Geraden oder ihr Ordinatenabschnitt b_{kr} noch mehr vergrößert, rückt im Grenzfall der Berührungspunkt A der beiden Funktionen $f_1(g)$ und $f_2(g)$ ruckartig in Richtung zu sehr großen Stromdichten, d. h. physikalisch, die Stromdichte an der ablaufenden Bürstenkante ist so groß geworden, daß am Ende der Kommutierung im kritischen Zeitpunkt eine gewaltsame Änderung des Spulenstromes auf den Wert des Zweigstromes statt-

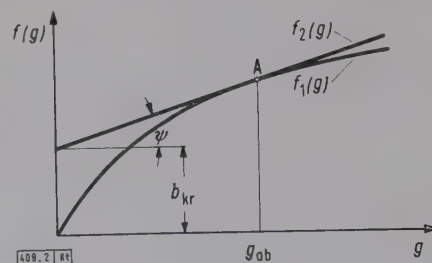


Bild 2. Diagramm zur Bestimmung der Stromdichte g_{ab} an der ablaufenden Bürstenkante im Grenzfall.

1) Unter Lamellenfrequenz ist die Anzahl der Lamellen zu verstehen, die in einer Sekunde unter einer Bürste vorbeilaufen.

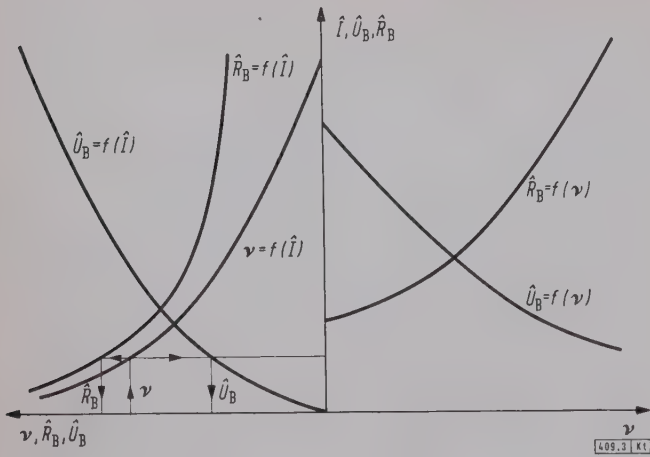


Bild 3. Diagramm zur graphischen Bestimmung von $\hat{U}_B = f(\nu)$ und $\hat{R}_B = f(\nu)$.

findet. Die Größe dieser gewaltsamen Stromänderung ist ein Maß für die Intensität des Bürstenfeuers.

Die der Funkengrenze zugrunde liegenden Bedingungen können damit bei gegebener Funktion $i_1(g)$ der Bürstenspannung durch die Lage der Tangente $i_2(g)$ an die Kennlinie der Bürstenspannung durch die zwei Größen ψ und b_{kr} angegeben werden. Nach Gl. (4) ist somit

$$\psi = \arctan(1/T) \quad \text{und} \quad (5)$$

$$b_{kr} = \frac{i(\hat{G} \sin \beta_{kr})}{i(\hat{G})} + \frac{r}{2} \sin \beta_{kr} + q \sin(\beta_{kr} - \varphi). \quad (6)$$

In Gl. (5) und (6) bedeuten ψ den Steigungswinkel und b_{kr} den Ordinatenabschnitt der Tangente in Bild 2.

Drehzahlabhängigkeit der Funkengrenze

Damit man die Funkengrenze, d.h. in der graphischen Darstellung (Bild 2) die Werte ψ und b_{kr} der Tangente, bei gegebenem Verlauf der Bürstenspannung in Abhängigkeit von der Drehzahl übersehen kann, müssen die für die Funkengrenze maßgeblichen Werte über die Strom-Drehzahlkennlinie des zu untersuchenden Universalmotors abhängig von der Drehzahl bestimmt werden. Für die nachstehende Untersuchung soll zunächst die Drehzahlabhängigkeit der Bürstenspannung vernachlässigt werden. Bei genaueren Untersuchungen kann diese Abhängigkeit jedoch mit einbezogen werden.

Für die Drehzahl wird eine normierte Drehzahl $\nu = n/n_0$ eingeführt, wobei $n_0 = 3000$ U/min die synchrone Drehzahl bedeutet.

Steigungswinkel $\psi = f(\nu)$

Ein vorgegebener Motor habe die in Bild 3 dargestellten Kennlinien $\nu = f(\hat{I})$ und $\hat{U}_B = f(\hat{I})$. Aus diesen beiden Kennlinien läßt sich der Bürsten-Übergangswiderstand abhängig vom Bürstenstrom, also $\hat{R}_B = f(\hat{I})$, bestimmen. Man kann also die einer bestimmten Drehzahl zugeordneten Werte der Bürstenspannung und des Übergangswiderstandes dem Bild 3 entnehmen und erhält den ebenfalls in Bild 3 dargestellten Verlauf der Bürstenspannung und des

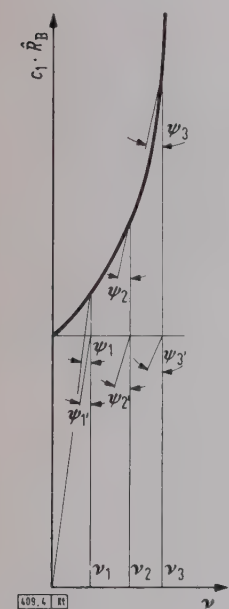


Bild 4. Diagramm zur graphischen Konstruktion des Steigungswinkels ψ , abhängig von der normierten Drehzahl ν .

Übergangswiderstandes, abhängig von der normierten Drehzahl $\hat{U}_B = f(\nu)$ und $\hat{R}_B = f(\nu)$. Über die Funktion $\hat{R}_B = f(\nu)$ und die Kurzschlußzeit

$$T_k = \frac{1}{k \cdot n}, \quad (7)$$

worin T_k die Kurzschlußzeit, k die Lamellenzahl und n die Motordrehzahl bedeutet, läßt sich $\psi = f(\nu)$ nach Bild 4 bestimmen. Es ist nämlich:

$$\begin{aligned} \psi &= \arctan \frac{1}{T} = \arctan \frac{L_s}{T_k \cdot \hat{R}_B} = \arctan \frac{k \cdot L_s \cdot n_0 \cdot \nu}{\hat{R}_B} = \\ &= \arctan \frac{\nu}{c_1 \cdot \hat{R}_B}, \end{aligned} \quad (8)$$

wobei

$$c_1 = \frac{1}{k \cdot L_s \cdot n_0} \quad (9)$$

ist. Wenn also die Funktion $c_1 \cdot \hat{R}_B = f(\nu)$ aufgezeichnet wird, so können die Winkel ψ_1, ψ_2, \dots für verschiedene

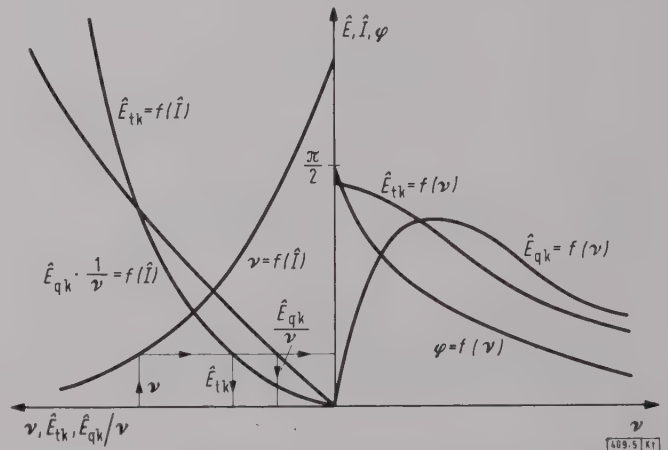


Bild 5. Verlauf der Spannungen \hat{E}_{qk} , \hat{E}_{tk} und des Winkels φ , abhängig von der normierten Drehzahl ν .

normierte Drehzahlen ν_1, ν_2, \dots , wie in Bild 4 gezeigt, bestimmt werden.

Man sieht in Bild 4, daß die Funktion $\psi = f(\nu)$ mit der Form der Widerstands- und damit der Bürstenspannungskennlinie in weiten Grenzen geändert werden kann. Je steiler die Kennlinie $c_1 \cdot \hat{R}_B = f(\nu)$ verläuft, desto kleiner wird ψ , obwohl T_k kleiner wird.

Vergrößert man k oder L_s , dann wird c_1 kleiner und die Winkel ψ werden größer. Bei konstantem Bürsten-Übergangswiderstand nimmt $\tan \varphi'$ linear mit ν zu (Winkel ψ'_1, ψ'_2, \dots). Die Steigungswinkel ψ der Geraden nach Gl. (4) können somit dieser graphischen Darstellung für verschiedene Drehzahlen entnommen werden.

Ordinatenabschnitt $b_{kr} = f(\nu)$

Die Querfeldspannung in der kurzgeschlossenen Spule $\hat{E}_{qk} = f(\hat{I}, \nu)$ oder $1/\nu \cdot \hat{E}_{qk} = f(\hat{I})$ und die Transformationspannung $\hat{E}_{tk} = f(\hat{I})$ werden rechnerisch oder experimentell in Abhängigkeit des Stromes ermittelt und zusammen mit der Strom-Drehzahlkennlinie $\nu = f(\hat{I})$ in ein Diagramm eingetragen.

Der grundsätzliche Verlauf dieser beiden Spannungen ist in Bild 5 wiedergegeben. Hieraus können leicht die

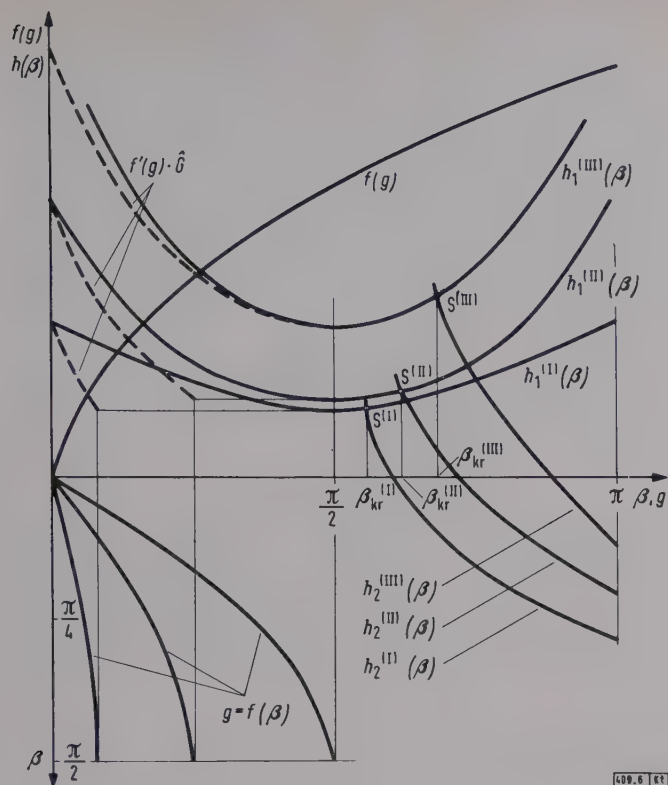


Bild 6. Diagramm zur Konstruktion des kritischen Punktes β_{kr} der ablaufenden Bürstenskante, abhängig von verschiedenen normierten Stromdichten g .

Spannungen abhängig von der normierten Drehzahl, also $\hat{E}_{qk} = f(\nu)$ und $\hat{E}_{tk} = f(\nu)$ bestimmt werden. Die Phasenverschiebung φ ergibt sich dann ebenfalls abhängig von der normierten Drehzahl aus dem Zusammenhang

$$\tan \varphi = \frac{\hat{E}_{tk}}{\hat{E}_{qk}}$$

Ihre Abhängigkeit von der Drehzahl, also die Funktion $\varphi = f(\nu)$, ist ebenfalls in Bild 5 eingetragen. Für $\nu = 0$ wird $\varphi = \pi/2$, weil in diesem Fall nur noch die transformatorische Spannung wirksam ist.

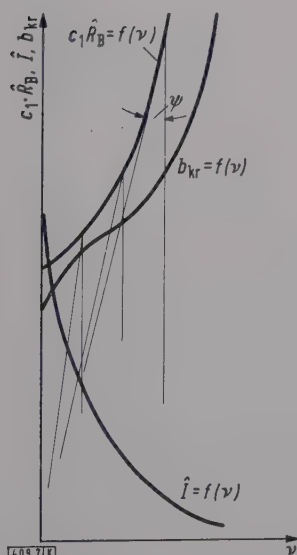


Bild 7. Die zusammengehörigen Werte der Funktion b_{kr} , ψ , und \hat{I} , abhängig von der normierten Drehzahl ν .

Nun wird, wie in Bild 1 erläutert, der Wert β_{kr} für verschiedene Maximalwerte des Stromes konstruiert (Bild 6). Es genügen für diese Konstruktion schon drei bis vier Punkte. Der Übersichtlichkeit halber wurden die beiden Kurvenscharen $h_1(\beta)$ und $h_2(\beta)$ nach oben geklappt, damit die Schnittpunkte in den ersten Quadranten zu liegen kommen. Die Schnittpunkte der Kurven $h_2^{(I)}(\beta)$ und $h_1^{(I)}(\beta)$, $h_2^{(II)}(\beta)$ und $h_1^{(II)}(\beta)$, usw. liefern die Punkte $S^{(I)}$, $S^{(II)}$ usw. und somit die Größen $\beta_{kr}^{(I)}$, $\beta_{kr}^{(II)}$, usw.

Damit können auf der Abszissenachse, die für β und g beziffert ist, die zusammenhängenden Werte von β_{kr} und g entnommen und nach Bild 5 über die

Funktion $\nu = \hat{f}(\hat{I})$ die Abhängigkeit β_{kr} bzw. $\sin \beta_{kr} = f(\nu)$ bestimmt werden.

Die Drehzahlabhängigkeit von r und q erhält man aus der Beziehung

$$r = (2 R_v + R_s) / \hat{R}_B = c_2 \cdot 1 / \hat{R}_B \quad \text{und} \quad q = \hat{E} / \hat{U}_B = \sqrt{\hat{E}_{qk}^2 + \hat{E}_{tk}^2} / \hat{U}_B$$

Damit sind die funktionellen Zusammenhänge der einzelnen Faktoren mit der Drehzahl bestimmt, und es kann $b_{kr} = f(\nu)$ nach Gl. (6) ermittelt werden. Man zeichnet hierzu die drei Funktionen

$$\hat{I} = f(\nu), \quad b_{kr} = f(\nu), \quad c_1 \cdot \hat{R}_B = f(\nu)$$

in ein Diagramm (Bild 7) und kann daraus die zusammengehörigen Werte von b_{kr} und ψ in Abhängigkeit von \hat{I} und ν entnehmen.

Mit diesen zusammengehörigen Werten führt man bei kleinen Drehzahlen oder mit großen Strömen anfangend, entsprechend der Konstruktion in Bild 2, die Konstruktion,

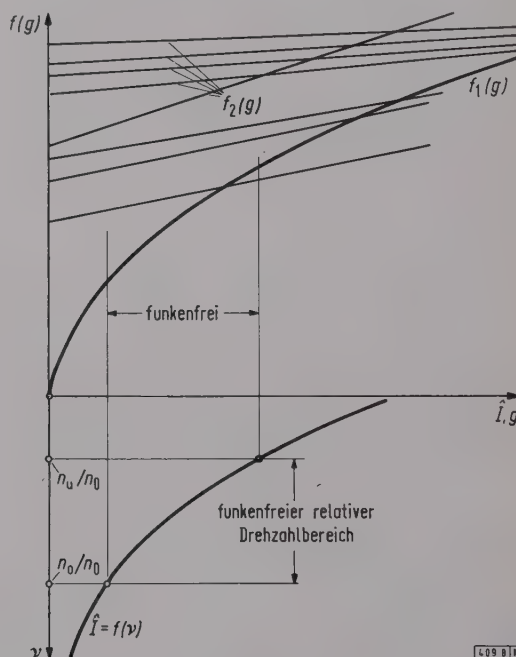


Bild 8. Diagramm zur Ermittlung des funkenfreien normierten Drehzahlbereiches.

wie sie in Bild 8 angegeben ist, aus und sucht Schritt für Schritt die Stromdichtewerte, bei denen sich noch ein Schnittpunkt zwischen Gerade und Bürstenspannungsfunktion ergibt. Auf diese Weise läßt sich graphisch der funkenfreie Bereich des untersuchten Universalmotors konstruieren. Die untere Funktengrenze ist durch zu große Ströme, d. h. durch zu große Ordinatenabschnitte, die obere Funktengrenze durch zu große Drehzahlen, d. h. zu große Winkel ψ gegeben.

Aus diesen Überlegungen und Richtlinien zur Konstruktion eines Diagrammes, aus dem ein relativer funkenfreier Drehzahlbereich von Universalmotoren sich herleiten läßt, lassen sich nun gewisse Bedingungen ableiten, nach denen man den funkenfreien Drehzahlbereich vergrößern bzw. verschieben kann.

a) Zur Vergrößerung des funkenfreien Drehzahlbereiches müssen die Winkel ψ und die Ordinatenabschnitte b_{kr} der Geraden, also der Funktion $f_2(g)$, in Bild 2 möglichst klein werden, d. h. es ergeben sich die bekannten Bedingungen für eine gute Kommutierung wie

1. möglichst kleine Spuleninduktivität,
2. möglichst große Kurzschlußzeit,
3. möglichst kleiner Spulenwiderstand,
4. die Querspannung E_{qk} durch Bürstenverschiebung möglichst aufheben,
5. die Transformationsspannung E_{tk} möglichst klein,
6. den Bürstenübergangswiderstand möglichst groß wählen,

b) Zur Verschiebung des funkenfreien Drehzahlbereiches zu kleineren Drehzahlen hin, d. h. zu größeren Belastungen, müssen außer den unter a aufgeführten Bedingungen noch zwei andere Bedingungen erfüllt werden, und zwar muß

1. ein möglichst steiler Bürstenspannungsverlauf bei großen Strömen (kein Umbiegen der Bürstenspannungsfunktion bei größeren Stromdichten) vorliegen,
2. der kritische Zeitpunkt möglichst nahe an $\beta = \pi$ liegen.

c) Zur Verschiebung des funkenfreien Drehzahlbereiches zu größeren Drehzahlen hin, d. h. zu kleineren Belastungen, ergibt sich außer den unter a angeführten Bedingungen die Forderung, daß

die Ursprungstangente der Bürstenspannungsfunktion möglichst steil sein muß.

Wenn also die Abmessungen und Betriebsbedingungen des Universalmotors festliegen, so ist man immer noch nach diesen Betrachtungen in der Lage, durch richtig eingestellte Bürsten und durch die Steilheit der Bürstenspannungskennlinie die Kommutierung in der günstigen Richtung zu beeinflussen. Allerdings muß man dabei verlangen, daß die Bürste, deren graphische Darstellung der Bürstenspannungskennlinie eine solche Steilheit hat, auch in mechanischer

Hinsicht, d. h. bezüglich des Verschleißes und der Patinabildung, günstige Werte aufweist. Sie kann sonst trotz guter Kommutierungseigenschaften nicht verwendet werden.

In der Praxis wird jedoch auch bei Einhaltung der genannten Bedingungen nur selten eine völlige Funkenfreiheit bei der Kommutierung zu erreichen sein, weil bei diesen Überlegungen nur die elektrischen Ursachen des Bürstenfeuers berücksichtigt wurden und die mechanischen Ursachen vernachlässigt blieben. Bei hohen Drehzahlen fallen die mechanischen Ursachen immer stärker ins Gewicht, so daß aus diesem Grunde meist die obere Grenzdrehzahl im funkenfreien Kommutierungsbereich etwas zu niedrigen Drehzahlen hin verschoben wird.

Aber trotz der mechanischen Einflüsse auf das Bürstenfeuer läßt sich, wenn die elektrischen Ursachen bis zu einem Minimum unterdrückt sind, das Optimum der Kommutierungsgüte erreichen.

Zusammenfassung

Ein graphisches Verfahren wurde angegeben, mit dem es möglich ist, den ungefähren Drehzahl- bzw. Belastungsbereich der günstigsten Kommutierung eines Universalmotors anzugeben. Weiter wurden Bedingungen abgeleitet, bei deren Einhaltung dieser funkenfreie Drehzahl- bzw. Belastungsbereich vergrößert oder verschoben werden kann.

Schrifttum

- [1] Mohr, A. W.: Beitrag zur Kommutierung bei Universalmotoren. Dissertation TH Stuttgart 1957.
- [2] Mohr, A. W.: Über die Kommutierung bei Universalmotoren. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 76 (1959) S. 456–460.

Drehmomentkurven und Zusatzverluste von Drehstrom-Asynchronmotoren

Von Heinz Jordan und Frank Taegen, Hannover*)

DK 621.313.333.2.016.1

Bis heute ist es noch nicht gelungen, den Drehmoment-Drehzahl-Verlauf normaler Drehstrom-Asynchronmotoren mit nach dem Schleuder- oder Druckgußverfahren hergestellten Aluminium-Läuferkäfigen vorauszuberechnen. Dabei handelt es sich nicht etwa um Fehler von nur wenigen Prozenten, sondern um solche bis zu etwa 100% im Gegenstrombereich. In der vorliegenden Arbeit wird der Versuch gemacht, diese erheblichen Abweichungen zu deuten.

Allgemeine Erfahrungen

Den Herstellern von Elektromaschinen ist es seit langem bekannt, daß die gemessenen Drehmoment-Drehzahl-Kurven von Drehstrommotoren mit Aluminiumkäfigen ganz erheblich gegenüber den für das Drehfeld der Maschinenpolpaarzahl, das sogenannte Grundfeld, berechneten abweichen. Bild 1 zeigt die gemessene Drehmomentkurve für einen 4-poligen 15-kW-Drehstrommotor mit Aluminiumläufer und den berechneten Drehmomentverlauf für das Grundfeld. Dabei macht man immer wieder die Erfahrung, daß das Anzugmoment ziemlich genau mit dem berechneten Wert übereinstimmt und das Kippmoment nur verhältnismäßig wenig von dem für das Grundfeld berechneten abweicht. Da im allgemeinen nur diese beiden Werte im Prüffeld gemessen werden, täuscht man sich leicht hinsichtlich der Genauigkeit der Vorausberechnung. Das wird aber ganz anders, wenn man den Verlauf des Drehmomentes im Anlauf- und Gegenstrombereich betrachtet. Während im zuletzt genannten Bereich oft bis zu 100% größere Drehmomente auftreten, fällt das Drehmoment während des Anlaufs in ungünstigen Fällen häufig sehr stark, wodurch das „Hochlaufen“ des Motors gefährdet wird.

Man hat vor allem die asynchronen Hochlaufsättel zunächst einmal durch die Wirkung der Oberfelder im Läuferkäfig zu erklären versucht. Das ist zweifellos berechtigt für Maschinen, deren Läufernutenzahlen viel größer als die Ständernutenzahlen sind. Bei den modernen Maschinen mit

relativ kleinen Läufernutenzahlen trifft dies aber sicher nicht zu, denn die Rechnung liefert in der Drehmomentkurve nur sehr kleine und sehr spitze Oberfeldsättel, während die gemessenen Kurven einen relativ glatten Verlauf aufweisen. Weiterhin müßten die Oberfeldsättel bei asynchronem Lauf durch die bei größeren Maschinen allgemein übliche Schrägung um eine Ständernutenteilung bereits weitestgehend unterdrückt werden. In Bild 2 ist der gemessene Drehmomentverlauf für den schon erwähnten 4-poligen

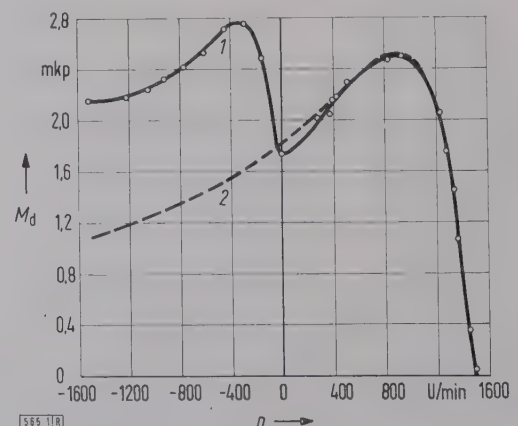


Bild 1. Gemessener und für das Grundfeld berechneter Drehmomentverlauf für einen 4-poligen 15-kW-Drehstrommotor mit Aluminiumläufer ohne Schrägung bei verminderter Klemmenspannung.

1 gemessenes Drehmoment, 2 berechnetes Drehmoment.

*) Prof. Dr.-Ing. H. Jordan ist Direktor des Instituts für elektrische Maschinen an der TH. Hannover, und Dipl.-Ing. F. Taegen ist Doktorand am Institut für elektrische Maschinen der TH Hannover.

15-kW-Motor mit 36 geraden Ständer- und 28 geraden Läufernten dem unter Berücksichtigung der stärksten Oberfelder berechneten gegenübergestellt. Man erkennt deutlich, daß die erheblichen Abweichungen zwischen Rechnung und Messung nicht durch die Wirkung der StänderwicklungsOberfelder auf den Läuferkäfig erklärt werden können.

Noch größer werden die Unterschiede zwischen Messung und Rechnung, wenn die Läufernten von Motoren mit Käfigen aus gegossenem Aluminium geschrägt werden. Das zeigen die Drehmoment-Drehzahl-Kurven in Bild 3, die für einen vierpoligen 15-kW-Drehstrom-Asynchronmotor gelten, der 36 Ständernuten und 44 um eine Ständernutteilung geschrägte Läufernten hat. In diesem Motor treten gegenüber dem gleichen mit ungeschrägten Nuten erhebliche Zusatzverluste auf. Erwärmungsläufe ergaben bei Neandrehmoment eine mit Thermoelementen gemessene Ständererwärmung von 84 grd bei geraden und von 98 grd bei geschrägten Nuten.

Nach einem Hinweis von Dreyfus [1] könnten derartige Unterschiede zwischen Rechnung und Messung unter Umständen durch mangelhafte Isolation des Läuferkäfigs gegenüber den Läuferblechen erklärt werden. Dreyfus sagt an anderer Stelle, daß bei einer solchen mangelhaften Isolation die Wirkung einer Schrägstellung der Nuten zumindest gegenüber dem theoretisch zu erwartenden Wert stark abgeschwächt wird.

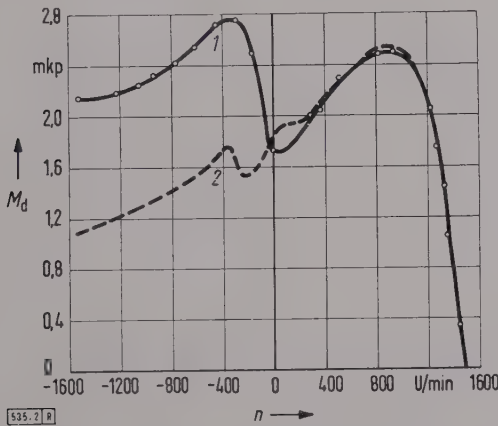


Bild 2. Gemessene und nach der klassischen Methode unter Berücksichtigung der Oberfelder berechnete Drehmomentkurve für den gleichen Motor wie in Bild 1.
1 gemessenes Drehmoment 2 berechnetes Drehmoment

Diese Deutung ist vom überwiegenden Teil der Elektromotoren bauenden Firmen übernommen worden, und man hat versucht, durch chemische oder thermische Nachbehandlung der fertigen Läufer die Isolation zwischen dem Läuferkäfig und den Läuferblechen zu verbessern. Die Erfolge einer solchen Nachbehandlung sind jedoch merkwürdigerweise durchaus nicht eindeutig. Außerdem ändert sich unter Umständen der Drehmoment-Drehzahl-Verlauf von Aufzugsmotoren im Laufe der Zeit, und zwar so, daß sich die gemessene Drehmoment-Drehzahl-Kurve der für die Grundwelle berechneten nähert. Eine solche „Alterung“ ist offensichtlich auf eine Verbesserung der Isolation infolge von Erschütterungen zurückzuführen.

Experimentell kann man sich leicht einen ungefähren Überblick über die zu erwartenden Zusatzverluste und damit über die Zusatzmomente verschaffen, wenn man den leerlaufenden Motor nach der eh-Schaltung¹⁾ [2, 3] betreibt (Bild 4). Der Motor wird dann, falls die Drehmomente im Gegenstrombereich — also links vom Nullpunkt in Bild 4 b — bei jeder Drehzahl größer als im Motorbereich — also rechts vom Nullpunkt in Bild 4 b — sind, bis zum Stillstand abgebremst. Bezeichnet man das bei voller Span-

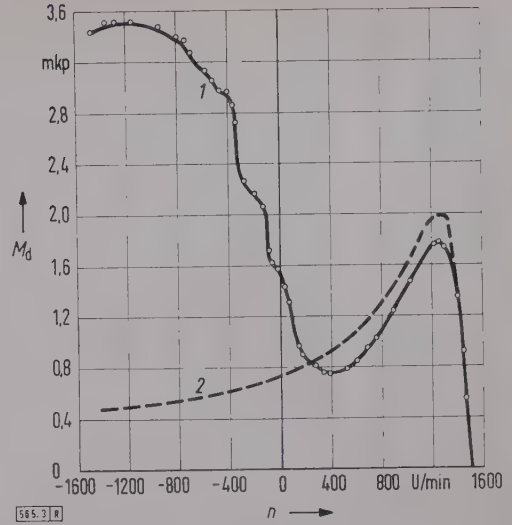


Bild 3. Gemessener und für das Grundfeld berechneter Drehmomentverlauf eines vierpoligen 15-kW-Drehstrommotors mit Aluminiumkäfig, 36 Ständernuten und 44 um eine Ständernutteilung geschrägten Läufernten bei verminderter Klemmenspannung.
1 gemessenes Drehmoment. 2 berechnetes Drehmoment

nung bei der Drehzahl $+n$ auftretende Drehmoment mit M_{dm} und das bei der Drehzahl $-n$ auftretende mit M_{dg} , dann ist das in der eh-Schaltung auftretende Drehmoment

$$M_{deh} = \frac{1}{3} (M_{dm} - M_{dg}).$$

Bei diesem Versuch wird man sehr häufig feststellen, daß der Motor bis zum Stillstand abgebremst wird und daß damit im Gegenstrombereich erhebliche Zusatzmomente vorhanden sein müssen.

Man hat verständlicherweise auch auf anderen Wegen versucht, die Zusatzverluste und Zusatzmomente derartiger Motoren zu unterdrücken, beispielsweise durch Wegfräsen des in die Läufernutschlitze unerwünscht hineingeflossenen Aluminiums (Bild 5), durch Aufschlitzen der Läuferzähne in axialer Richtung (Bild 6) und durch eine besondere Ausführungsform der Läuferbleche im sogenannten Valvo-Amp-Läufer [4] (Bild 7).

Durch das Aufschlitzen der Läuferzähne sollten die in Umfangsrichtung fließenden Zusatzströme über die Läuferbleche geschwächt oder unterdrückt werden. Mit dem Valvo-Amp-Läufer wurde beabsichtigt, das Vollaufen des Streuschlitzes zwischen dem Anlauf- und Betriebskäfig durch Umschichtung der Läuferbleche zu verhindern. Man glaubte nämlich seinerzeit, gerade hierin eine Ursache für die beobachteten Einsattelungen in den Drehmomentkurven und für die Zusatzverluste bei Drehstrom-Asynchronmotoren zu erblicken.

Bisherige Erklärungsversuche

Im wesentlichen war man immer nur bestrebt, die Isolation der Läuferwicklung gegenüber den Läuferblechen in tangentialer Richtung zu verbessern. Mit den sich bei einer

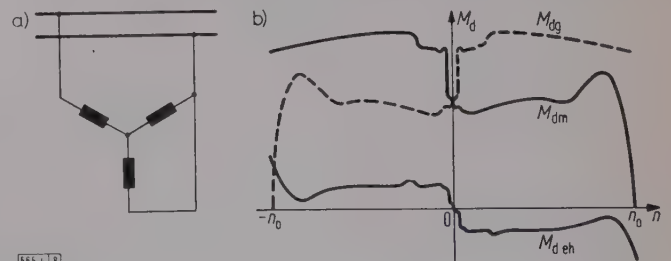


Bild 4. Verschiedene Drehmomente in Abhängigkeit von der Drehzahl.
a) eh-Schaltung der Ständerwicklung,
b) Momenten-Drehzahl-Kennlinie.
Erläuterungen im Text.

1) eh-Schaltung ist eine von den SSW eingeführte Bezeichnung.

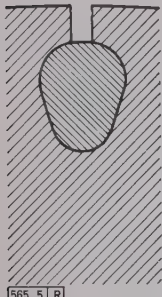


Bild 5. Läufer-
entschlitz nach
dem Wegfräsen
des Aluminiums.

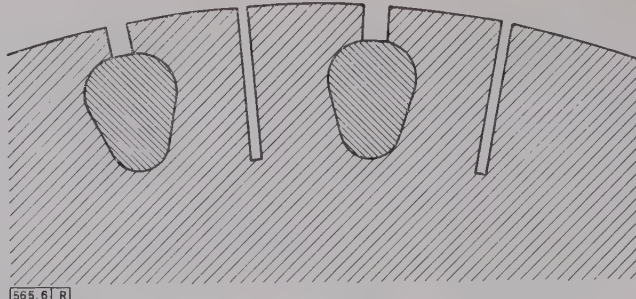


Bild 6. Läuferzähne nach dem Aufsplitten in axialer Richtung.

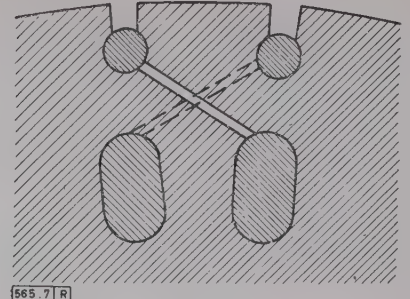


Bild 7. Valvo-Amp-Läufer.

mangelhaften Isolation im Eisen ausbildenden tangentialen Strömen befaßten sich dementsprechend die theoretischen Arbeiten von Roßmaier [5], Schuisky [6] und Odok [7]. Diese Arbeiten können jedoch die wichtige Tatsache nicht erklären, daß auch bei ungeschrägten Maschinen ganz erhebliche Zusatzverluste und damit auch Zusatzmomente auftreten (Bild 1). Nach diesen Arbeiten müßten nämlich die tangentialen Ströme im Eisen bei ungeschrägter Ausführung verschwinden, wenn die Ringimpedanz zwischen zwei Läuferstäben, wie das stets der Fall sein dürfte, klein gegenüber der Querimpedanz im Eisen zwischen zwei Läuferstäben einschließlich des Übergangswiderstandes ist. Daraus folgt, daß offensichtlich noch andere Ursachen für die beobachteten Zusatzmomente und Zusatzverluste vorhanden sein müssen.

Neue Deutung dieser Erscheinungen

Stellt man z.B. durch Versilbern der Läufermantelfläche eine sehr dünne leitfähige Schicht von Bruchteilen eines Millimeters her, so erhält man ganz unabhängig von der Größe der Schrägung erhebliche Zusatzmomente (Bild 8). Diese sind von der Läuferart unabhängig, d.h. es ist gleichgültig, ob es sich um einen Läufer mit isolierten Kupferstäben oder um einen Läufer mit nichtisoliertem gespritztem Aluminiumkäfig handelt. In einem solchen Fall ist damit zu rechnen, daß sich im Läufer Eisenströme in axialer Richtung ausbilden, die sich zum überwiegenden Teil über die Kurzschlußringe schließen. Da eine derartige Stromverteilung nicht den durch die Nuten vorgeschriebenen Bahnen unterworfen ist, entfallen für diese die doppelt verkettete Streuung und die Wirkung der Schrägung.

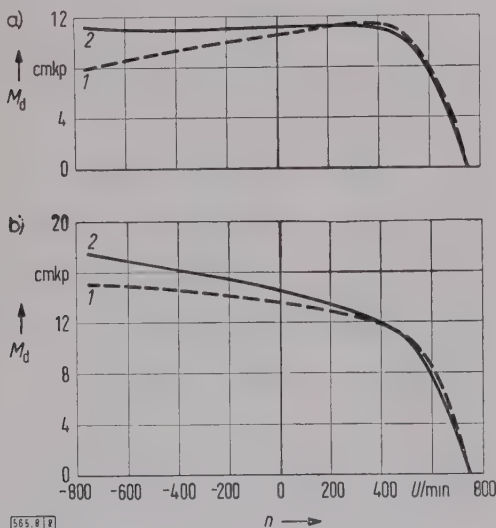


Bild 8. Einfluß einer leitenden Läufermantelfläche aus Silber von 0,1 mm Dicke auf das Drehmoment eines 8-poligen 45-W-Motors für einen

a) isolierten Kupferläufer, b) nicht isolierten Aluminiumläufer.

- 1 normale Läufermantelfläche
- 2 versilberte Läufermantelfläche

Man kann nun annehmen, daß sich bei der Fertigung derartige leitende Mantelschichten unbeabsichtigt durch Bearbeitung oder Verbrennung der Blechisolation und eventuell durch zwischen die Läuferbleche tretendes Aluminium ausbilden. Selbst bei völlig unisolierten Blechen (Massivläufer) würde die bei den relativ hohen Permeabilitäten sehr hohe Stromverdrängung im Eisen die axialen

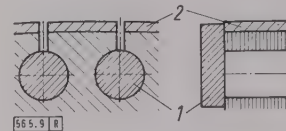


Bild 9. Schematische Darstellung der beiden wirksamen Läuferkäfige.
1 normaler Aluminiumkäfig 2 Eisenmantelkäfig

Läuferströme auf eine winzige Oberflächenschicht beschränken.

Bei einem derartigen Läufer sind demnach die folgenden beiden Käfige zu unterscheiden

1. die eigentliche Aluminiumwicklung des Läufers (Index 2) und
2. der Läufermantelkäfig (Index m), der weder eine doppelt verkettete Läuferstreuung noch ein Schrägungsstreuung aufweist (Bild 9).

Im vorliegenden Fall eines nach dem Schleuder- oder Druckgußverfahren hergestellten Aluminiumkäfigs sind die Kurzschlußringe beiden Käfigen gemeinsam.

Die stationären Spannungsgleichungen lauten dann mit den üblichen Bezeichnungen für den Ständer

$$(R_1 + j X_{o1}) \mathfrak{I}_1 + j X_{11} \mathfrak{I}_1 + j X_{21} \mathfrak{I}_2 + j X_{m1} \mathfrak{I}_m = U_1, \quad (1)$$

für den Aluminiumkäfig mit s für den Schlupf

$$j s X_{12} \mathfrak{I}_1 + R_2 \mathfrak{I}_2 + j s (X_{22} + X_{o2}) \mathfrak{I}_2 + j s X_{m2} \mathfrak{I}_m = 0 \quad (2)$$

und für den Läufermantelkäfig

$$j s X_{1m} \mathfrak{I}_1 + R_m \mathfrak{I}_m + j s (X_{mm} + X_{om}) \mathfrak{I}_m + j s X_{2m} \mathfrak{I}_2 = 0. \quad (3)$$

Definiert man die auf die Ständerwicklung umgerechneten Läuferströme (gestrichene Größen) zu

$$\mathfrak{I}'_2 = \mathfrak{I}_2 \frac{X_{21}}{X_{11}} \quad \text{und} \quad \mathfrak{I}'_m = \mathfrak{I}_m \frac{X_{m1}}{X_{11}} \quad (4, 5)$$

und führt den Magnetisierungsstrom

$$\mathfrak{I}_\mu = \mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}'_2 + \mathfrak{I}'_m \quad (6)$$

ein, so gehen die obigen stationären Spannungsgleichungen (1) bis (3) über in

$$(R_1 + j X_{o1}) \mathfrak{I}_1 + j X_{11} \mathfrak{I}_\mu = U_1, \quad (7)$$

$$j X_{11} \mathfrak{I}_\mu + \frac{R'_2}{s} \mathfrak{I}'_2 + j \sigma_2 X_{11} \mathfrak{I}'_2 = 0 \quad (8)$$

und

$$j X_{11} \mathfrak{S}_\mu + \frac{R'_m}{s} \mathfrak{S}'_m + j \sigma_m X_{11} \mathfrak{S}'_m = 0. \quad (9)$$

Dabei sind die auf den Ständer bezogenen ohmschen Läuferwiderstände mit

$$R'_2 = R_2 \frac{X_{11}^2}{X_{12} X_{21}} \quad \text{und} \quad R'_m = R_m \frac{X_{11}^2}{X_{1m} X_{m1}} \quad (10, 11)$$

bezeichnet und die Teilstreukoeffizienten des Läufers mit

$$\sigma_2 = \frac{X_{o2}}{X_{22}} \quad \text{und} \quad \sigma_m = \frac{X_{om}}{X_{mm}} \quad (12, 13)$$

eingeführt.

Aus den so umgeformten Gleichungen (7) bis (9) für die Spannungen kann man das zugehörige einphasige, galvanische Ersatzschema für den „Grundfeldmotor“ unmittelbar ablesen (Bild 10). Infolge des zusätzlichen Läufermantelkäfigs wird der ursprünglich als Einfachkäfigläufer ausgeführte Motor unbeabsichtigt zu einem Doppelkäfigläufermotor.

Der Wert $\sigma_2 \cdot X_{11}$ enthält sowohl die doppelt verkettete Läuferstreuung als auch die Schrägungstreuung, während $\sigma_m X_{11}$ nur die sogenannte geometrische Streuung umfaßt. Mit den Abkürzungen:

$$\mathfrak{S}_0 = \frac{U_1}{X_1}, \quad \alpha = \frac{R_1}{X_1}, \quad \beta = \frac{R_2}{X_2}, \quad \beta_m = \frac{R_m}{X_m} \quad (14-17)$$

gehen die Gleichungen (1) bis (3) für die Spannungen über in

$$(\alpha + j) \mathfrak{S}_1 + j \frac{X_{21}}{X_1} \cdot \mathfrak{S}_2 + j \frac{X_{m1}}{X_1} \mathfrak{S}_m = \mathfrak{S}_0, \quad (18)$$

$$j s \frac{X_{12}}{X_2} \cdot \mathfrak{S}_1 + (\beta + j s) \mathfrak{S}_2 + j s \frac{X_{m2}}{X_2} \mathfrak{S}_m = 0, \quad (19)$$

$$j s \frac{X_{1m}}{X_m} \cdot \mathfrak{S}_1 + j s \frac{X_{2m}}{X_m} \cdot \mathfrak{S}_2 + (\beta_m + j s) \mathfrak{S}_m = 0. \quad (20)$$

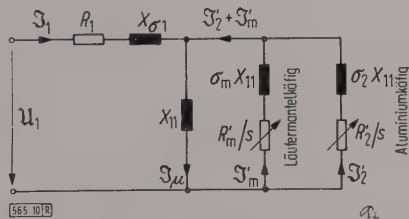


Bild 10. Einphasiges galvanisches Ersatzschema für den Motor, dessen Drehmoment nur vom Grundfeld des Feldes abhängt.

Daraus folgen die gesuchten Ströme zu

$$\mathfrak{S}_1 = +I_0 \left[(\beta \beta_m - \sigma_2 m s^2) + j s (\beta + \beta_m) \right] \cdot \left\{ \left[\alpha (\beta \beta_m - \sigma_2 m s^2) - s (\beta \sigma_{1m} + \beta_m \sigma_{12}) \right] + j [\beta \beta_m + \alpha s (\beta + \beta_m) - s^2 \left(\sigma_{12} - \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)} \right)] \right\}^{-1}, \quad (21)$$

$$\mathfrak{S}_2 = +I_0 s \left(\frac{X_{12}}{X_2} \right) \left\{ -j \beta_m + [s \sigma_m / (1 + \sigma_m)] \right\} \cdot \left\{ \left[\alpha (\beta \beta_m - \sigma_2 m s^2) - s (\beta \sigma_{1m} + \beta_m \sigma_{12}) \right] + j [\beta \beta_m + \alpha s (\beta + \beta_m) - s^2 \left(\sigma_{12} - \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)} \right)] \right\}^{-1}, \quad (22)$$

$$\mathfrak{S}_m = +I_0 s \left(\frac{X_{1m}}{X_m} \right) \left\{ -j \beta_m + [s \sigma_2 / (1 + \sigma_2)] \right\} \cdot \left\{ \left[\alpha (\beta \beta_m - \sigma_2 m s^2) - s (\beta \sigma_{1m} + \beta_m \sigma_{12}) \right] + j [\beta \beta_m + \alpha s (\beta + \beta_m) - s^2 \left(\sigma_{12} - \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)} \right)] \right\}^{-1}, \quad (23)$$

wobei zur Abkürzung die totalen Streukoeffizienten zwischen den einzelnen Wicklungen mit

$$\sigma_{2m} = 1 - \frac{X_{2m} X_{m2}}{X_2 X_m} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)}, \quad (24)$$

$$\sigma_{1m} = 1 - \frac{X_{1m} X_{m1}}{X_1 X_m} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_m)} \quad (25)$$

und

$$\sigma_{12} = 1 - \frac{X_{12} X_{21}}{X_1 X_2} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)} \quad (26)$$

eingeführt werden.

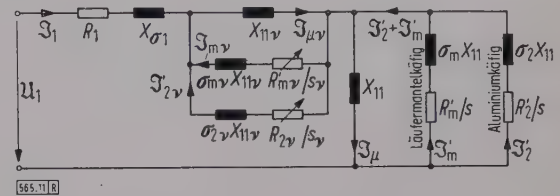


Bild 11. Einphasiges galvanisches Ersatzbild des kompletten Motors mit axialer Oberflächenleitfähigkeit

Das innere Drehmoment des Grundfeldes folgt aus der Drehfeldleistung

$$P_0 = 3 [X_{21} j \mathfrak{S}_2 + X_{m1} j \mathfrak{S}_m] \cdot \mathfrak{S}_1 \quad (27)$$

nach einigen Umformungen mit p für die Polpaarzahl zu

$$M_{di} = 3 \cdot U_1 I_0 \cdot \frac{p}{\omega} \cdot s \left\{ \beta \left[(1 - \sigma_{12}) + (1 - \sigma_{1m}) \frac{\beta}{\beta_m} \right] + \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)} \cdot \frac{s^2}{\beta_m} \left[\frac{\sigma_2^2}{1 + \sigma_2} + \frac{\sigma_m^2}{1 + \sigma_m} \cdot \frac{\beta}{\beta_m} \right] \right\} \cdot \left\{ \left[\alpha \left(\beta - \frac{\sigma_2 m s^2}{\beta_m} \right) - s \left(\sigma_{12} + \sigma_{1m} \frac{\beta}{\beta_m} \right) \right]^2 + \left[\beta + \alpha s \left(1 + \frac{\beta}{\beta_m} \right) - \frac{s^2}{\beta_m} \left(\sigma_{12} - \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_m)} \right) \right]^2 \right\}^{-1}. \quad (28)$$

Zu seiner theoretischen Ermittlung benötigt man außer den stets als bekannt vorauszusetzenden Größen U_1 , I_0 , n_0 , α , β , σ_1 und σ_2 nur noch die den Läufermantelkäfig kennzeichnenden Größen β_m und σ_m . Die hier nur für das Grundfeld durchgeführten Überlegungen gelten entsprechend auch für Oberfelder. Man erhält dann das in Bild 11 dargestellte galvanische Ersatzbild.

Dieses Ersatzschaltbild läßt erkennen, daß der Einfluß des Eisenkäfigs auf die Verluste und Drehmomente des Grundfeldes und der einzelnen Oberfelder wesentlich von dem Verhältnis der Impedanzen der beiden Käfige abhängen muß. Für das Grundfeld sind der Wirkwiderstand und die geometrische Streuung des Eisenkäfigs groß gegenüber der Impedanz des Aluminiumkäfigs. Dagegen nehmen die doppelt verkettete Streuung und die Schrägungstreuung der Oberfelder, die beide nur für den Aluminiumkäfig bestehen, sehr große Werte an, so daß für die Oberfelder im allgemeinen die Impedanzen des „Eisenkäfigs“ wesentlich kleiner als die des Aluminiumkäfigs sind. Die durch den Eisenkäfig hervorgerufenen Zusatzmomente sind daher fast ausschließlich auf die Wirkung der Oberfelder zurückzuführen. Da diese ihre synchronen Drehzahlen in der Nähe des Stillstandes der Maschine ($s = 1$) haben, wird die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie von den Zusatzmomenten im Hochlaufbereich gesenkt und im Bremsbereich angehoben. Die Größe dieser zusätzlichen Momente muß im Gegensatz zu den von Odok [7] untersuchten unabhängig von der Läufernutenzahl und der Schrägung der Nuten sein.

In Wirklichkeit werden sich die Ströme sowohl in axialer als auch in tangentialer Richtung ausbilden, und da-

Der Nennstrom der NS-Vorsicherung muß laut Bedingung (1) betragen:

$$I_{nS} = I_{\bar{u}} = 400 \text{ A.}$$

Das Ausschaltvermögen dieser Kombination kann aus Bedingung (2) unter Zuhilfenahme des Strombegrenzungs-Diagrammes (Bild 2) ermittelt werden.

$$\hat{I}_{dyn} = \hat{I}_D = 40 \text{ kA bei } I_{sw} = 60 \text{ kA.}$$

Nach Bedingung (2) entspricht dem Schnittpunkt der \hat{I}_{dyn} -Linie (40 kA) mit der Durchlaßstrom-Kennlinie der 400-A-Sicherung ein Stoßkurzschluß-Wechselstrom I_{sw} von 60 kA. Die Amplitude des Stoßkurzschluß-Wechselstromes wird also auf einen Durchlaßstrom von 40 kA begrenzt, der den dynamischen Grenzstrom des Schalters noch nicht übersteigt. Das Ausschaltvermögen der Kombination liegt somit bei 60 kA, obwohl das Ausschaltvermögen des Leistungsschalters nur 20 kA beträgt. Weiterhin muß bemerkt werden, daß der bei 60 kA auftretende Durchlaßstrom eine Zeitdauer von 5 ms nicht übersteigt.

An Hand dieses Beispiels lassen sich die Vorteile der Kombination „Sicherung + Leistungsschalter“ kurz zusammenfassen:

1. hohes Ausschaltvermögen bei geringem wirtschaftlichem Aufwand,
2. Strombegrenzung und damit erhöhter dynamischer und thermischer Schutz der Anlage,
3. Überstromschutz,
4. betriebsmäßige Fernbetätigung,
5. erhöhte Schaltstücklebensdauer des in der Kombination befindlichen Leistungsschalters, da bei hohen Kurzschlüssen die Sicherungen schalten,
6. allpoliges Trennen des Schalters auch bei einpoligem Abschalten durch die Sicherungen, da der Durchlaßstromimpuls den Schalter betätigt.

Motorschutz

Bei Anwendung der Kombination für den Motorschutz muß der Nennstrom der Sicherung dem Motoranlaufstrom angepaßt werden. Allgemein sind bei der Zusammenstellung der Kombination für Motorschutz, wobei mittlere Anlaufbedingungen vorausgesetzt werden, wiederum zwei Bedingungen zu berücksichtigen:

1. $I_{nS} \geq 2 I_{\bar{u}}$,
2. $\hat{I}_{dyn} \geq \hat{I}_D$.

(3)

Bedingung (1) besagt, daß der Nennstrom der Vorsicherung nach dem zweifachen Einstellwert des Überstromauslösers bemessen werden muß, damit während des Anlaufes ein Durchschmelzen der Sicherung durch den Anlaufstrom des Motors verhindert wird. Die Bedingung (1) wurde empirisch ermittelt. Da Bedingung (1) lediglich ein Anhaltspunkt ist, wurden für die gebräuchlichen Kombinationen „NS-Sicherung + Leistungsschalter“ besondere Zahlentafeln aufgestellt.

Beispiel

Motorschutz mit Kombination „NS-Sicherung + Leistungsschalter vom Typ M 401“:

Nenn-Ausschaltvermögen des Schalters

$$I_{sw} = 20 \text{ kA bei } \cos \varphi = 0,3,$$

dynamischer Grenzstrom des Schalters

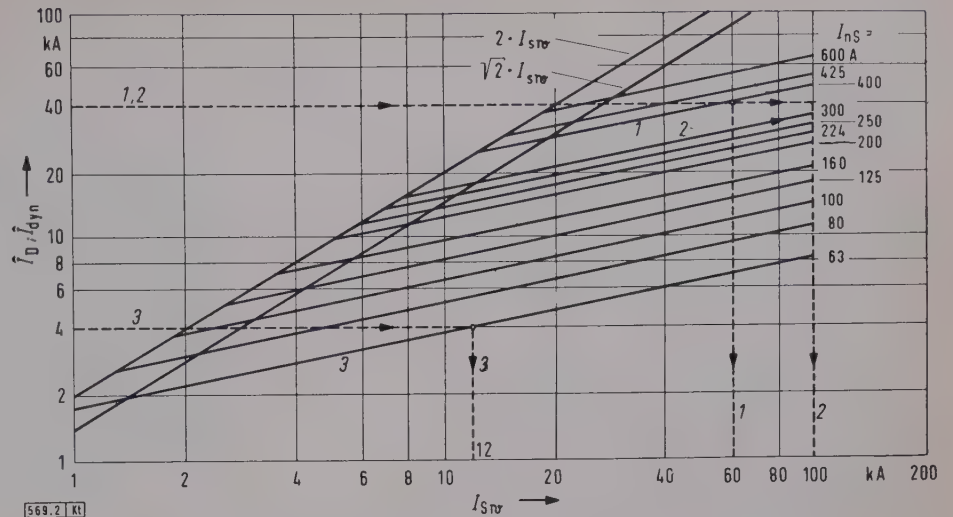


Bild 2. Strombegrenzungs-Diagramm der AEG-Schalter-Sicherungen vom Typ NS.

- 1 Beispiel für Leitungsschutz mit NS-Sicherung, Leistungsschalter M 401 und einer 400-A-Vorsicherung
- 2 Beispiel für Motorschutz mit NS-Sicherung, Leistungsschalter M 401 und einer 260-A-Vorsicherung
- 3 Beispiel mit NS-Gruppensicherung 60 A und Leistungsschalter M 25

$$\hat{I}_{dyn} = 40 \text{ kA,}$$

Einstellwert des Überstromauslösers des Schalters

$$I_{\bar{u}} = 150 \text{ A.}$$

Der Nennstrom der Vorsicherung beträgt

$$I_{nS} = 2 I_{\bar{u}} = 2 \times 150 \text{ A} = 300 \text{ A,}$$

das Ausschaltvermögen der Kombination

$$\hat{I}_{dyn} > \hat{I}_D = 36 \text{ kA bei } I_{sw} = 100 \text{ kA.}$$

Das Ausschaltvermögen der Kombination kann aus Bedingung (2) und dem Diagramm Bild 2 mit 100 kA ermittelt werden.

Sicherung — Leistungsschaltergruppe

Durch die Kombination „NS-Sicherung + Leistungsschaltergruppe“ kann außerdem der Aufwand zum Erreichen eines hohen Schaltvermögens weiterhin gesenkt werden, da mehrere Kleinschalter mit der NS-Vorsicherung in einer hoch-kurzschlußfesten Kombination arbeiten.

Bei der Zusammenstellung dieser Kombination für Leitungs- oder Motorschutz ändert sich gegenüber der Einzelkombination nichts Grundsätzliches. Bei der Festlegung des Nennstromes der Vorsicherung muß lediglich die Summe der Überstrom-Auslöserwerte zugrunde gelegt werden. Die Bedingungen lauten nunmehr:

für Gruppenleitungsschutz

$$I_{nS} \geq \sum I_{\bar{u}}, \quad \hat{I}_{dyn} \geq \hat{I}_D; \quad (4)$$

für Gruppenmotorschutz

$$I_{nS} \geq 2 \sum I_{\bar{u}}, \quad \hat{I}_{dyn} \geq \hat{I}_D; \quad (5)$$

für Gruppenmotorschutz mit Einschaltung der Motoren nach Zeitplan

$$I_{nS} \geq 2 \sum_{t=0} I_{\bar{u}} + \sum_{t=0} I_n, \quad \hat{I}_{dyn} \geq \hat{I}_D, \quad (6)$$

wobei $\sum_{t=0} I_{\bar{u}}$ die Summe der Nennströme der gleichzeitig im

Zeitpunkt $t = 0$ anlaufenden Motoren ist und $\sum_{t=0} I_n$ die

Summe der Nennströme der im Anlaufzeitpunkt $t = 0$ schon laufenden Motoren. \hat{I}_{dyn} ist in allen drei Fällen der dynamische Grenzstrom des schwächsten Schalters der Gruppe.

Zur Erläuterung soll ein typisches Beispiel aus der Betriebspraxis herangezogen werden. Bild 3 zeigt die Zusammenstellung einer Kombination „NS-Sicherung + 4 Leistungsschalter vom Typ M.25“. Die in der Kombination arbeitenden Schalter haben ein Nennausschaltvermögen von 2 kA und entsprechend diesem Werte einen dynamischen Grenzstrom I_{dyn} von etwa 4 kA. Ferner ist ein Einschaltzeitplan vorgesehen, wobei die Käfigläufermotoren 1 und 2 immer gleichzeitig eingeschaltet werden, während die Motoren 3 und 4 schon unter Belastung laufen.

Gemäß Gl. (6) für die Kombination „NS-Sicherung + Leistungsschaltergruppe“ muß der Nennstrom der Vorsicherung betragen

$$I_{nS} \geq 2 \sum_{t=0} I_{ü} + \sum_{t=0} I_n$$

$$I_{nS} = 2 (10 \text{ A} + 10 \text{ A}) + (10 \text{ A} + 10 \text{ A}) = 60 \text{ A}.$$

Für die Kombination ist also eine NS-Sicherung 63 A zu wählen. Die Kurzschlußfestigkeit dieser Kombination beträgt dann 12 kA unter Berücksichtigung der Bedingung

$$\hat{I}_{dyn} = \hat{I}_D = 4 \text{ kA} \text{ bei } I_{sw} = 12 \text{ kA}.$$

Dem Effektivwert von 12 kA entspricht laut Strombegrenzungs-Diagramm Bild 2 ein Durchlaßstrom mit einem Scheitelwert von 4 kA, der den dynamischen Grenzstrom des Schalters noch nicht übersteigt.

Durch Anwenden der Kombination hat man also eine sechsfache Erhöhung der Kurzschlußsicherheit erreicht. Größere Kurzschlußströme dürften bei derartigen Verteilun-

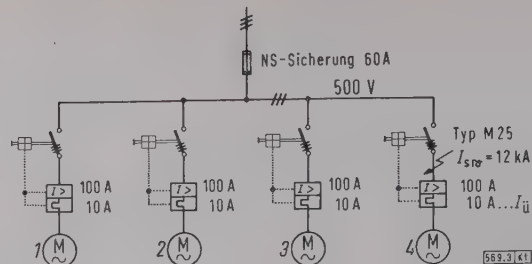


Bild 3. Schalter-Sicherungen als Gruppensicherung von Motorschutzschaltern.

gen kaum auftreten, weil sie durch die Dämpfung der Zuleitungskabel und durch Übergangswiderstände der Anschlüsse bereits begrenzt sind. Falls jedoch ein höheres Ausschaltvermögen benötigt wird, kann eine Einzelabsicherung der Motoren vorgenommen werden.

Zusammenfassung

Die Kombination „NS-Sicherung + Leistungsschalter“ bietet auf Grund der außerordentlich strombegrenzenden Eigenschaft der NS-Sicherung eine technisch und wirtschaftlich günstige Lösung zur Beherrschung hoher Kurzschlußleistungen. Sie kann sowohl in Neuanlagen als auch in bestehenden Anlagen, deren Kurzschlußsicherheit erhöht werden muß, vorteilhaft verwendet werden. Selbstverständlich sind auch Schaltersicherungen vom Typ NS in Kombinationen mit Schaltgeräten jedes beliebigen Herstellers möglich.

Schrifttum

- [1] Wehrle, C.: Strombegrenzende AH-Sicherungen. AEG-Mitt. Bd. 48 (1958) S. 217–228.
- [2] Küster, O.: Ein neuer Niederspannungs-Leistungsschalter mit hohem Schaltvermögen. AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) S. 204–206.
- [3] Romier, R.: Emploi des coupe-circuit à fusibles limiteurs. Rev. gén. Electr. Bd. 65 (1956) S. 221–223.
- [4] Baxter, H. W.: Electric fuses. Ref 6/T 224) London; Arnold 1950.

Blitzforschung am Monte San Salvatore

DK 551.594.221.C8

Seit 1947 werden am Monte San Salvatore, nahe Lugano, Amplitude und zeitlicher Verlauf der Blitzströme gemessen [1], die bei Blitzeinschlägen in Sendetürmen auftreten¹⁾. Die Meßgeräte und -einrichtungen hierzu sind inzwischen weiter entwickelt worden. K. Berger [2] hat auf der CIGRE-Tagung 1960 in Paris berichtet, daß die größten Steilheiten des Stromanstieges bei Folgeblitzen auftreten, nämlich beim zweiten oder dritten Teilblitz. Das ist ein wichtiges Ergebnis der Blitzforschung am Monte San Salvatore. Weiter hat Berger die interessante Frage behandelt, wie schnell die Blitzströme ansteigen. Im Zusammenhang hiermit steht auch das Problem, inwieweit bei Mastanordnungen der Wellenwiderstand statt des ohmschen Erdübergangswiderstandes für die Ermittlung von Überspannungen zu berücksichtigen ist.

Der Kanton Tessin ist für Gewitterforschung besonders geeignet, weil hier 50 bis 60 Gewittertage im Jahr auftreten und weil der Blitz verhältnismäßig oft in die beiden Sendetürme des 900 m hohen Monte San Salvatore einschlägt. Das Institut für Hochspannungsforschung der Universität Uppsala hatte für die Zeit von Mai bis August 1960 bei Agra, 2,7 km westlich vom Monte San Salvatore, ein fahrbares Laboratorium mit freundlicher Unterstützung durch Professor Berger aufgebaut (Bild 1 und 2). Der Zweck der in diesem angestellten Messungen war erstens, den zeitlichen Verlauf

des von Blitzenentladungen abgestrahlten Magnetfeldes und des hierbei auftretenden elektrischen Feldes festzustellen, und zweitens, verschiedene Blitzzähler zu erproben. Die Meßeinrichtungen bestanden aus drei Kathodenstrahl-Oszillographen mit insgesamt vier Strahlen, einer Feldmühle nach Schwenkhagen, aus hochempfindlichen registrierenden Strommessern, die den Koronastrom und die auf eine Kugel von 50 cm Dmr. überführte Regenelektrizität messen, ferner aus Regenmeßgeräten und aus vier Blitzzählern verschiedener Konstruktion.



Bild 1. Meßwagen, im Hintergrund der Monte San Salvatore.

¹⁾ Die Durchführung der Messungen wurde durch Unterstützung der Königlich Schwedischen Wasserfalldirektion in Stockholm und des Schwedischen Naturwissenschaftlichen Forschungsrates sowie dank der großen Hilfe von Professor K. Berger, der Officina Elettrica Comunale, Direktor A. Emma in Lugano, und des Service Radio e Televisione, PIT Lugano, Dipl.-Ing. C. Riva, ermöglicht.



Bild 2. Meßwagen mit äußeren Meßeinrichtungen.
Vordergrund Mitte abgeschirmte Rahmenantennen
Vordergrund links Elektrode zur Messung des elektrischen Feldes
Hintergrund links Masten für die Antennen der Blitzzähler

Der zeitliche Verlauf der magnetischen Induktion B , deren zeitliche Änderung dB/dt und der zeitliche Verlauf des elektrischen Feldes wurden mit Kathodenstrahl-Oszillographen gemessen, von denen zwei eine Strahlablenkzeit von $500\mu s$ in der Abszissenrichtung hatten. Bei $1s$ Aufblendzeit wurden die Vorgänge auf einem rotierenden Film aufgenommen (Bild 3). So konnten über eine Zeit von einer Sekunde Vorgänge bis etwa $2\mu s$ kürzester Dauer (Zeitverhältnis $500\,000:1$) gemessen werden (Bild 4). Zur Analyse einzelner Vorgänge wurde ein Zweistrahl-Oszillograph verwendet, der eine Zeitauflösung bis $0,06\mu s$ gestattete.

Das magnetische Feld wurde mit Hilfe von Rahmenantennen gemessen (Bild 2), die sorgfältig gegen elektrostatische Einwirkungen abgeschirmt waren. Die Rahmenantennen sind aperiodisch gedämpft, symmetrisch an Vorverstärker angeschlossen und gestatten, den zeitlichen Verlauf der magnetischen Induktion bis etwa $1MHz$ Grenzfrequenz für die Gesamtübersicht und zunächst bis etwa $5MHz$ Grenzfrequenz für Einzelvorgänge zu bestimmen. Da die von den Vorentladungen in der Wolke abgestrahlten Impulse äußerst schnell verlaufen (Bild 5), ergab sich die Notwendigkeit, eine kleinere Rahmenantenne zu verwenden. Die Grenzfrequenz dieser Meßanordnung beträgt etwa $15MHz$, sie ist gegeben durch Rahmenantenne und Verstärker. Vom ersten Impuls an können bis $150ms$ vergehen, ehe aus den ersten Vorentladungen in den Wolken sich die Blitzbahn vollständig entwickelt hat und die erste

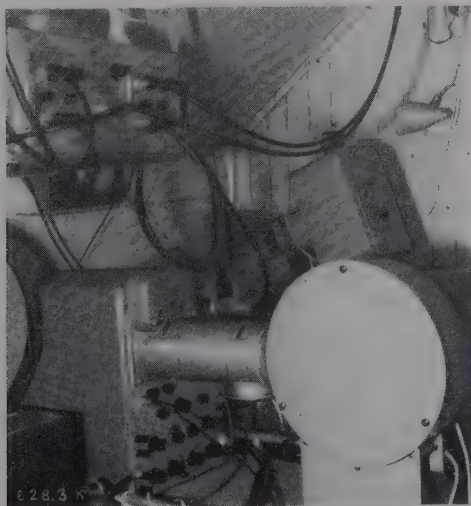


Bild 3. Kathodenstrahl-Oszillograph mit Aufnahmekamera (rotierender Film) und links oben Vorverstärker.

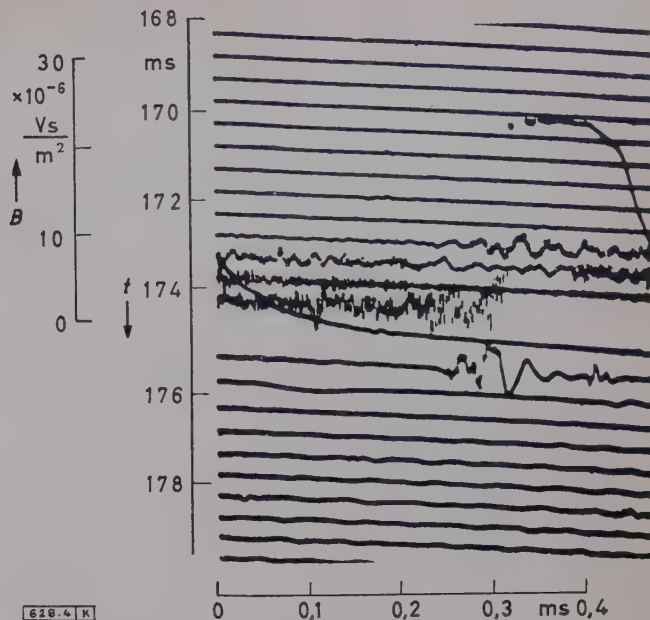


Bild 4. Beispiel der Aufnahmetechnik. Ausschnitt eines Filmes von $167,8ms$ bis $179,7ms$. Zweite Entladung eines Vielfach-Blitzes in etwa $3km$ Abstand zur Zeit $174,3ms$. Zeilenzeit $500\mu s$. $1800\mu s$ vor Eintritt des Blitzes sind die Vorentladungen meßbar. Sprung der magnetischen Induktion mit $180\mu s$ Halbwertdauer, abklingend nach rd. $950\mu s$.

Entladung einsetzt. Diese Impulse treten vereinzelt auf, gehen dann in rasche Folgen über (Bild 6) und sind das typische Kennzeichen der Entladungen in den Wolken. Die Dauer der Impulse kann äußerst kurz sein, bis herab zu einigen Zehntel Mikrosekunden. Diese Impulse sind der Anlaß von Rundfunkstörungen, die auf das Kurzwellen-, Mittelwellen- und Langwellenband einwirken. Aus den Messungen des magnetischen Feldes ergibt sich durch Umrechnung auf freie Wellen eine maximale Änderungsgeschwindigkeit der elektrischen Feldstärke dE/dt von etwa

$$(300 \text{ bis } 500) \frac{V}{m \cdot \mu s} \cdot \{a\}, \text{ wobei } \{a\}$$

der Zahlenwert des in Kilometern angegebenen Abstandes vom Entstehungsort ist.

Bei den verwendeten Blitzzählern handelt es sich um drei verschiedene Typen. Der eine registriert alle plötzlichen Änderungen der elektrischen Feldstärke mit ungefähr 3 bis $20kHz$ Frequenz, er wurde von der World Meteorological Organisation (WMO), Genf, angegeben [3]. Die Reichweite dieses WMO-Blitzzählers ist stark abhängig von der Intensität der Impulse, sie kann als grober Mittelwert mit $50km$ angenommen werden. Die Registrierungen des WMO-Blitzzählers sind ein Maß für die elektrische Unruhe in der Atmosphäre, nicht aber für die Anzahl der Blitze. Die zweite Gruppe der benutzten Blitzzähler umfaßt solche, die nur auf positive Änderungen der elektrischen Feldstärke ansprechen (Pierce-Golde) [4]. Dieser Typ wurde für die erwähnten Messungen modifiziert, teils durch Änderung der Empfindlichkeit der Amplitude und damit durch Herabsetzung der Reichweite zugunsten der Meßgenauig-

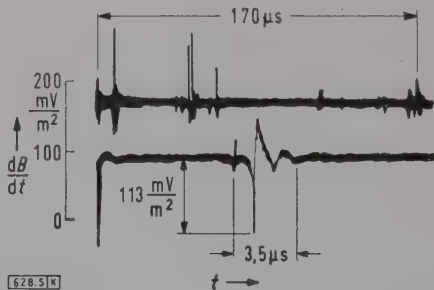


Bild 5. Einzelimpulse der zeitlichen Induktionsänderung.
Oben Übersicht über $170\mu s$
unten 20-mal schnellere Zeitablenkung

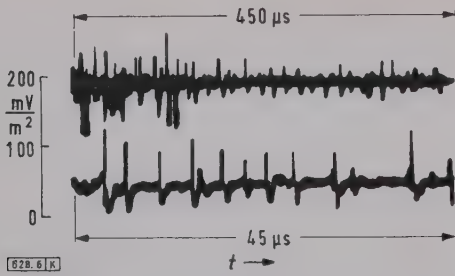


Bild 6. Rasche Folge vorwachsener Entladungen in der Wolke, Zeitfolge 3,7 µs im Mittel, 2,3 µs minimal, 7,2 µs maximal.

keit, teils durch Änderung der Charakteristik (elektrische Feldstärke, abhängig von der Frequenz). Der dritte Typ ist ein besonderer Gewitterwarner mit der Aufgabe, nicht unnötige Warnungen abzugeben.

Die Zahl der horizontalen Blitzentladungen im Gewitter im Kanton Tessin ist so groß, daß man aus den Angaben der Blitzzähler nicht die Zahl der Blitze gegen Erde ermitteln kann. Das elektrische Gewitterfeld besteht aus einem ständigen Wechsel von Zusammenbruch und Aufbau (Polaritätsumkehr). Beispielsweise wurden am 7. Juni 1960 inner-

halb von 20 min 123 Feldsprünge und 157 Signale an einer Vertikalantenne gemessen und 150 Registrierungen eines Blitzzählers mit ungefähr 12 km Reichweite festgestellt. Die Registrierungen des WMO-Blitzzählers waren so häufig, daß der Schreiber nicht immer folgen konnte. Innerhalb von 85 min wurden 1861 Entladungen registriert gegenüber 479 Entladungen des Blitzzählers mit 12 km Reichweite. Hieraus ergaben sich wenigstens 588 Registrierungen des WMO-Blitzzählers.

Bei den Gewittern im Tessin gehen im allgemeinen sehr große Wassermengen nach Erde nieder. Bei einem Gewitter wurde die ungewöhnlich große Regenmenge von 4,2 mm/min, während 3 min 9 mm und während 10 min 21 mm, beobachtet.

D. Müller-Hillebrand

Schrifttum

- [1] Berger, K.: Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1947 bis 1954 auf dem Monte Salvatore. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 46 (1955) S. 193–201 und 405–424.
- [2] Berger, K.: Diskussionsbeitrag zum Spezialbericht der Gruppe 33. CIGRE-Ber. 1960. Erscheint demnächst in Comptes-Rendus des Travaux 18^e Session 1960.
- [3] World Meteorological Organisation (WMO) Bull. Bd. 8 (1959) H. 11.
- [4] Müller-Hillebrand, D.: Lightning counter and results obtained in Sweden. TVF (Swedish Academy of Engineering Sciences) Bd. 30 (1959) S. 217–233.

Anwendungen von Halbleitern und Magnetika in der Automatik

Von Eduard Gerecke, Zürich/Schweiz*)

Zweck der Tagung der Schweizerischen Gesellschaft für Automatik vom 20. bis 22. September 1960 in Zürich war einerseits, einen Überblick über die neuesten Typen von steuerbaren Halbleitern zu geben und andererseits einige Anwendungen bei Generatoren und Motoren zu behandeln. Je die Hälfte der Vorträge wurde von Referenten aus der Industrie und von Mitarbeitern des Institutes für Allgemeine Elektrotechnik der ETH Zürich übernommen.

Im ersten Vortrag (Ed. Gerecke) wurden die statischen und dynamischen Ventilkennlinien (Spannung am Ventil als Funktion des Stromes durch das Ventil) bei Silizium-Leistungsdioden für 100 A besprochen. Beim Abschalten eines Ventiles von der Spannungsquelle verschwinden die p- und n-Träger mit einer Zeitkonstante von einigen hundert Mikrosekunden. Beim 50-Hz-Betrieb von Siliziumventilen entstehen zu Beginn des Nachstromes Schwingungen in der Ventilspannung, deren Frequenz beim Demonstrationsmodell 45 kHz betrug. Beim Betrieb von Siliziumventilen mit einer 30-kHz-Wechselspannung entsteht ein beachtlicher Nachstrom, so daß die Ventilkennlinie $U = f(I)$ bei der graphischen Darstellung deutlich durch den zweiten Quadranten hindurchgeht. Deshalb können die heutigen Siliziumventile für Spannungen mit einer Frequenz bis nur rund 30 kHz verwendet werden. Für höhere Frequenzen müßten die Trägheitserscheinungen rascher abklingen, was durch geeignete Dotierung möglich sein wird. Im Gebiete der Mikrosekunden wurden positive Ventilströme von 50 A durch plötzliche angelegte negative Ströme kommutiert, wobei die Abbauzzeit (recoverytime) als Funktion des Nachstromes zu 1 bis 5 µs gefunden wurde. Wird ein geladenes Kabel durch eine Kugelfunkenstrecke über ein Siliziumventil entladen, so steigt die Ventilspannung in den ersten 20 ns bis zu einer „Zündspannung“ von 100 V an. Zum Schluß wurde gezeigt, wie die dynamische Ventilkennlinie $U = f(I)$ bei graphischer Darstellung durch alle vier Quadranten hindurchgehen kann.

Eine in ein Lichtbogenplasma eingebaute Sonde gestattet nach der berühmten Langmuirschen Sondentheorie die Ermittlung der Elektronentemperatur und der Elektronendichte im Plasma. Die graphische Darstellung der Sondenken-

linie zeigt einen positiven Ast mit großen Strömen und einen negativen Ast mit nahezu konstantem Strom in der Größenordnung von Milliampere. Das Analogon hierzu bildet der Unijunction-Transistor, dessen statische und dynamische Kennlinien besprochen wurden. Die Vierschichtdiode nach Shokley zeigt eine Zündspannungsspitze, ähnlich wie die Kennlinie einer Glimmentladung. Mit dem Gitter des Thyratrons oder des steuerbaren Quecksilberdampfgleichrichters kann der Einsatz der Bogenentladung verhindert, der Lichtbogen selbst jedoch nicht gelöscht werden. Genau gleich verhält sich nun die als „Tor“ bezeichnete Steuerelektrode des steuerbaren Vierschicht-Halbleiterventiles, das bereits von mehreren amerikanischen Firmen und einer europäischen Firma bis zu Strömen von etwa 10 bis 100 A und Zünd- sowie Sperrspannungen bis 400 V in großen Mengen hergestellt wird. Die „Sondenkenlinie“, also die graphische Darstellung der Spannung „Tor-Kathode“ als Funktion des „Torstromes“, zeigt im negativen Gebiet keine Sättigungserscheinung. Das „Löschen“ des von der „Anode“ zur „Kathode“ fließenden „Hauptstromes“ ist mit Hilfe des Torstromes nicht möglich. Der als „Transwitch“ (Trans-Switch) bezeichnete Dreielektroden-Halbleiter der Firma Transistoron gestattet nun auch das Löschen des Hauptstromes durch einen negativen Torstrom, zunächst allerdings nur im Bereich von 100 mA und bei Spannungen bis 200 V. Die graphische Darstellung der „Sondenkenlinie“ des Torstromes verläuft im zweiten Quadranten bis zum Schnittpunkt mit der negativen Achse des Stromes, in dem das Löschen des Hauptstromes eintritt und von dem aus die „Sondenkenlinie“ auf die negative Leerlaufkenlinie springt. Das Löschen konnte bei Frequenzen bis herauf zu 150 kHz demonstriert werden, das Ein- und Ausschalten des Hauptstromes tritt in etwa 0,3 µs ein. Damit ist es heute möglich, mit gesteuerten Halbleitern Ströme in Gleichstromkreisen zu zünden und zu löschen. Daraus ergibt sich eine große Zahl von Anwendungen, z. B. als Ersatz für Relais und für Speicherschaltungen.

Die wichtigste Anwendung des Transistors ist die des Verstärkers, da diese aber mit großen Energieverlusten verbunden ist, kann der Transistor in Leistungskreisen nur in geringem Maße verwendet werden, es sei dann als Schalttransistor. In diesem Fall arbeitet er also nur

*) Prof. Ed. Gerecke ist Präsident der Schweizerischen Gesellschaft für Automatik. Referat über die 8. Tagung der Schweizerischen Gesellschaft für Automatik, die vom 20. bis 22. September 1960 in Zürich stattfand.

im voll leitenden oder im voll sperrenden Zustand. Das ist mit Frequenzen bis zu etwa 20 bis 50 kHz möglich.

Aus dieser Übersicht dürfte hervorgehen, daß die steuerbaren Halbleiter die gleichen und sogar noch mehr Schaltoperationen durchzuführen gestatten als die steuerbaren Gasentladungsventile, jedoch zunächst noch nicht für große Leistungen. Dieses Gebiet bleibt weiterhin dem steuerbaren Quecksilberdampfventil vorbehalten.

Ch. Iselin behandelte das thermische Verhalten von Siliziumdioden für den ebenen Fall durch die Laplace-Transformation und verschiedene Thetafunktionen. Es wurde berechnet, daß für Siliziumventile die Überlastungskennlinie bis zum doppelten Nennstrom weit unterhalb derjenigen von Quecksilberdampfventilen liegt.

B. Bayoumi hat gezeigt, wie mit der *z*- und der *P*-Transformation gesteuerte Stromrichter als getastete Systeme rechnerisch behandelt werden können und die auftretenden, gerippten Ströme in geschlossener analytischer Form erhalten werden.

W. Guggenbühl legte dar, wie das ungünstige Verhalten von Transistoren in Gleichstromverstärkern hinsichtlich Drift, Alterung, Oberflächeneffekten, Nullpunktstabilität und Schwellenspannung durch eine weitausgebaute neue Schaltungstechnik stark verbessert werden kann.

H. Diggelmann demonstrierte an zwei der Praxis entnommenen Beispielen, wie nichtlineare Kennlinien durch Dioden nachgebildet und in komplizierten Schaltungen mit Hilfe der Kennliniengeometrie in anschaulicher Weise einfach graphisch behandelt werden können.

H. R. Wallertshauser zeigte die meßtechnischen Schwierigkeiten, die bei der Aufnahme von Ventilkennlinien bei großen Strömen im Gebiete der Mikro- bzw. Nanosekunden (10^{-6} bzw. 10^{-9} s) durch den Skineffekt, durch induktive und kapazitive Einstreuungen und durch Erdungsströme auftreten. Sie können behoben werden durch einen streng koaxialen Aufbau einschließlich der Dioden und erfordern den Bau von besonderen „Shunten“.

Zu Beginn des zweiten Tages wurden die Anwendungen von Halbleiterventilen bei Generatoren und Motoren behandelt. Besonderes Interesse erwecken heute erregelose Drehstromgeneratoren, kollektor- und bürstenlose (wartungsfreie!) Drehstromgeneratoren, kollektorlose Zugbeleuchtungsgeneratoren, kollektorlose Dynamomaschinen für Automobile und in der Drehzahl regelbare Synchronmotoren. Durch die steuerbaren Halbleiterventile öffnen sich der Energie-Umformung neue Möglichkeiten, die durch das Fehlen der Heizkreise, die kleinen Verlustspannungen und die kleinen Volumina der Halbleiterventile bedingt sind.

Ed. Gerecke zeigte, wie die klassische Theorie der Stromrichter auf die Kombination „Drehstromgenerator mit steuerbaren Ventilen“ erweitert werden kann und wie damit die äußeren Kennlinien im Gleich- und Wechselrichtergebiet, die Kippgrenze und das Potier-Dreieck für die Gleichspannung ermittelt werden können. Aus Zeitmangel war es nicht möglich, das dynamische Verhalten dieser Schaltungen und die mit Halbleitern arbeitenden Steuer- und Regelkreise zu behandeln.

Da in Zukunft, ähnlich wie bei der Voltaschen Säule, in vermehrtem Maße elektrische Primärenergie in Form von Gleichstrom erzeugt werden wird, z. B. bei den thermoelektrischen Generatoren, eventuell später auch bei den Kernreaktoren, so kommt dem Wechselrichter eine steigende Bedeutung zu, der also Gleichstrom in Wechselstrom beliebiger Frequenz umformt. Hierzu können für kleinere Leistungen Silizium-Leistungstransistoren eingesetzt werden, worüber *E. Schüpp* berichtete. Für größere Leistungen, zunächst in der Größenordnung von einigen Kilowatt, kommen steuerbare Halbleiterventile in Betracht. *Udo Meier* zeigte, wie bei der üblichen selbstgesteuerten Wechselrichterschaltung im Leerlauf hohe Ventilsperrspannungen und hohe Wechselspannungen auftreten und wie durch den Einbau von Dioden in Gegenparallelschaltung zu den steuerbaren Ventilen diese Nachteile behoben werden. Der Referent zeigte ferner, wie mit der Laplace-Trans-

formation diese nicht sinusförmigen Vorgänge berechnet werden können.

R. Doser führte einen über steuerbare Halbleiterventile gespeisten Gleichstrommotor vor, dessen Drehzahl sehr rasch zwischen einem hohen und einem niedrigen Wert (Schleichgang) automatisch verändert wurde, und dessen kinetische Energie ins Drehstromnetz über einen fremdgesteuerten Wechselrichter zurückgeliefert wird. Auf diese Weise können Totzeiten in Fabrikationsprozessen auf ein Minimum reduziert werden.

Über die dynamische Stabilisierung von Regelungskreisen beim Einsatz von Transistorgeräten sprach *O. Kolb*. An dem Beispiel einer Drehzahlregelung mit einem Motor von 50 kW behandelte er die verschiedenen Verstärkerstufen. Er zeigte im Bode-Diagramm die Berechnung der stabilisierenden Glieder und faßte in einer Tafel den Aufbau und das Stellverhalten transistorisierter Proportional-, Integral- und Proportional-Integral-Differential-Regler zusammen.

Über die Gesichtspunkte des Entwicklungsingenieurs beim Aufbau logischer Schaltungen mit Hilfe des Baukastenprinzips sprach *H. Brändle*. Die Elemente des Baukastensystemes müssen eine sehr hohe Betriebssicherheit, Wirtschaftlichkeit und Einfachheit bei geringstem Volumen aufweisen. Von den Eingangsteilen gelangt man über den Rechenzweig zu den Ausgabegeräten und den Stellgliedern, wobei die wichtigsten logischen Operationen, wie „Und“, „Oder“, „Nicht“ mittels Germaniumtransistoren auf Jahre hinaus trotz Alterungsvorgang sicher durchgeführt werden müssen. Die genaue Beobachtung des Alterungsvorganges zeigt das Auftreten mehrerer, sehr verschieden langer Zeitkonstanten, wobei die Güte der Lackschicht bei den pn-Übergängen eine entscheidende Rolle spielt. Über die Gesichtspunkte bei der Bemessung digitaler Transistorschaltungen machte *H. Schenkel* zunächst auf die Notwendigkeit aufmerksam, daß die Temperatur des Transistors 60 bis 70 °C nicht überschreiten darf. Er gab dann eine sehr eingehende Analyse des Flip-Flop-Kreises und führte einen dreistelligen dekadischen Impuls-zähler für Vorwärts- und Rückwärtszählung mit optischer Ablesung jeder Zwischenstellung vor.

Am dritten Tage wurde zuerst die Kombination von Halbleitern mit einem Drehstrom-Asynchronmotor behandelt (*Ed. Gerecke*). Die Ventile können entweder im Stator oder im Rotor eingebaut werden. Im letzten Fall muß die vom Rotor abgegebene elektrische Leistung mit niedriger Frequenz entweder wieder elektrisch an das Drehstromnetz oder mechanisch an die Welle weitergeleitet werden. Im ersten Falle kann die Umformung mit Hilfe eines Gleich-Wechselrichters und im zweiten mit einem Gleichrichter und einem Gleichstrommotor geschehen. Es tritt nun die Frage auf, wie die zunächst festliegende Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie des Asynchronmotors durch Hinzutreten eines Stellgliedes stetig geändert werden kann. Der Verlauf der Kennlinien hängt von der Schaltung ab; besonders interessant ist dabei, daß der mechanische Leerlaufpunkt unter die synchrone Drehzahl verschoben und daß auch unterhalb der synchronen Drehzahl Energie zurückgewonnen werden kann.

L. Terens berechnete eingehend die Ströme, Spannungen, Drehmomente und die mechanische Leistung bei Anwesenheit von Ventilen im Läuferkreis und zeigte, daß der bekannte Ossanakreis auch in diesem allgemeinen Falle auftritt.

H. Badr behandelte die Regelung des Asynchronmotors mit Kurzschlußläufer mit Hilfe von in den Statorwicklungen in Gegenparallelschaltung eingebauten steuerbaren Halbleiterventilen an Hand der von *Park*, *Concordia* und *Laible* entwickelten Zweiachsentheorie. Für nicht sinusförmige Ströme wurde das Problem durch Analogrechner dargestellt. Die damit erhaltenen Oszillogramme und Ortskurven wurden mit denen direkt an einer Maschine aufgenommenen in guter Übereinstimmung gefunden. Dann

wurde ein 1-kW-Kurzschlußläufermotor vorgeführt, dessen Drehzahl zwischen kleiner und großer mechanischer Last genau bei 1200 U/min automatisch konstant gehalten wurde.

H. Müller sprach über Umrichter mit steuerbaren Halbleiterventilen, wobei Drehstrom von 50 Hz in Drehstrom einer beliebigen, mit einem Tongenerator einstellbaren Frequenz von 5 bis 30 Hz umgewandelt wird und die Last zunächst passiv ist. Bei ohmsch-induktiver Last arbeiten die einzelnen Ventile sowohl als Gleichrichter wie als Wechselrichter, woraus sich für den logischen Aufbau der Steuerschaltung die nötigen Richtlinien ergeben. Die Berechnung der Ströme wurde mit der z- und der P-Transformation durchgeführt.

Heute ist auf diesem neuen Gebiet der Energie-Umformung nur der erste Schritt getan, sowohl für den Theoretiker als auch für den Praktiker bleiben noch sehr viele ungelöste Probleme. Auch muß die wirtschaftliche Seite geklärt und die Preise der Halbleiter für große Leistungen müssen wesentlich gesenkt werden.

Das Gebiet der Nanosekunden wurde in den beiden ersten Nachmittagsvorträgen behandelt. K. E. Drangeid sprach von der neuen Möglichkeit, periodische Nutzsignale, die durch Störsignale sehr stark überlagert sind, und die sich in einer Nanosekunde abspielen, durch wiederholtes Abtasten und Digitalisieren (quantisieren) sauber auf dem Kathodenstrahl-Oszillographen darzustellen. Dabei ergeben sich ganz neue experimentelle Möglichkeiten bei Vorgängen, die sich in Nanosekunden abspielen, z.B. bei der Untersuchung der Schaltgeschwindigkeit eines Quecksilberschaltrelais. Dessen Schaltzeit wurde bisher zu etwa 10 ns gemessen, was der größten Geschwindigkeit des „Tektronix“ entspricht, sie wurde nun aber zu 0,3 ns ermittelt. Das Gebiet der Nanosekunden ist ferner von großem Interesse bei den Digitalrechnern mit sehr großem Speichervermögen, wofür Ferritkerne und aufgedampfte Permalloy-Schichten von einer Stärke von einem Zehntel eines Mikrometers mit rechteckigen Ummagnetisierungskurven verwendet werden. Über die hier auftretenden Fragen sprach in sehr anschaulicher Weise W. E. Proebster, insbesondere über die Ummagnetisierung und die zeitlichen Bewegungen der Blochwände, über die bis zu einer Folgefrequenz von 10 MHz reichenden zweidimensionalen Magnetspeicher, über Transistoren, die im Gebiet der Nanosekunden Ströme bis 100 mA umschalten und über die noch ungelösten theoretischen Probleme der

Ummagnetisierung der Kristallite und den in den Leitern auftretenden Wirbelströmen.

Der Schlußvortrag (Ed. Gerecke) wandte sich grundsätzlichen Fragen zu. Die Automatik, die sich immer mehr zu einem eigenen Wissensgebiet und zu einer selbständigen Technik mit charakteristischen Begriffen, Verfahren, Kriterien und Symbolen entwickelt, ist derjenige Teil der gesamten Technik, bei dem das Eingreifen des Menschen nicht mehr nötig ist. Sie zerfällt in die drei großen Gebiete der Steuerungsautomatik, der Regelungsautomatik und der Rechenautomatik sowie der höheren Automatik. Die dabei auftretenden Vorgänge kann man 3 „Räumen“ zuordnen, dem „physikalischen Raum“, dem „Informationsraum“ und dem „Signalraum“. Im „physikalischen Raum“ befinden sich unsere Generatoren, Maschinen, Geräte und Anlagen. Der „Informationsraum“ besteht aus den Gehirnen der Lebewesen. Aus diesen beiden „Räumen“ treten zur Feststellung der dort vorhandenen physikalischen Größen bzw. zur Offenbarung der Informationen „Signale“ in den „Signalraum“ hinüber, die dann durch die automatischen Geräte verarbeitet, umgewandelt, verknüpft, gespeichert, verstärkt und geregelt werden, bis sie dann wieder in den „physikalischen Raum“ oder in den „Informationsraum“ zurückgeleitet werden. Ein Signal kann damit als ein Bild oder eine Abbildung einer physikalischen Größe des physikalischen Raumes oder einer Information des Informationsraumes gedeutet werden. Den Übertritt vom „physikalischen Raum“ in den „Signalraum“ nennt man „messen“ oder „zählen“, vom „Informationsraum“ her „offenbaren, sich äußern, reden, schreiben, zeichnen usw.“. Die dazu inversen Operationen heißen „stellen, verstellen, steuern bzw. wahrnehmen, lesen, hören, betrachten“ usw. Die zur Verarbeitung der Signale nötigen Geräte werden als Meßfühler, Wandler, Speicher, Verstärker, Verknüpfungselement, Transferelement, Regler und Stellglied bezeichnet. Man kann sie einteilen nach der Operation, die sie durchführen sowie nach der Art (physikalischen Natur) und der Form der Ein- und Ausgangssignale.

Die 8. Tagung der Schweizerischen Gesellschaft für Automatik gab damit einen guten Überblick über den heutigen Stand der Anwendung der Halbleiter in der Automatik und über die weiteren ungelösten Probleme. Die vollständigen Referate werden in der Monatsschrift „Neue Technik“, Zürich, Anfang 1961 erscheinen.

Das Verhalten flüssiger Isolierstoffe unter Glimmentladung

DK 621.315.615 : 537.528

In einer kürzlich veröffentlichten Arbeit¹⁾ geben die Verfasser einleitend einen allgemeinen Überblick über das Verhalten von Isolierölen unter der Einwirkung einer Glimmentladung. Sie stellen fest, daß die Veränderungen des Dielektrikums vor allem durch zwei Vorgänge bedingt sind: erstens durch Abspaltung von Gasen, vorwiegend Wasserstoff, zweitens durch Bildung polarer und hochmolekularer Verbindungen (X-Wachse), die im Öl echt oder kolloidal gelöst sind. Je nach der chemischen Zusammensetzung der Isolieröle ist die Gasbildung verschieden. Zur Messung dieser Gasbildung sind spezifische Prüfmethoden entwickelt worden, auf die kurz eingegangen wird.

Für das Verhalten der Öle wird ein „Gassing factor S“ eingeführt, der folgendermaßen definiert ist:

$$S = 100 \cdot \frac{\text{cm}^3 \text{ Manometersäule}}{\text{Zeit in Minuten}}$$

Als Manometerflüssigkeit dient Dibutylphthalat.

Die eigentlichen Versuche wurden an Modellsubstanzen in einer etwas modifizierten Versuchsanordnung nach Wörner durchgeführt. Als Modellsubstanzen dienen Normalheptan, Zyklohexan und Benzol an Stelle von aliphatischen, naphthenischen und aromatischen Verbindungen. Die Versuche wurden unter Luft oder unter einem Gemisch aus 80% Argon und 20% Sauerstoff durchgeführt. Um Aussagen über das Verhalten der drei Modellsubstanzen unter Glimmentladung

machen zu können, wurde das Gas über dem Öl vor und während des Versuchsablaufes analysiert.

Als Ergebnis dieser Versuche werden die bekannten Gaskurven wie folgt gedeutet: Die anfängliche Gasaufnahme ist bedingt durch Sauerstoffaufnahme (Oxydation). Sobald aller Sauerstoff aus dem Gasraum gebunden ist, findet bei aliphatischen und naphthenischen Kohlenwasserstoffen Gasabspaltung statt, vorwiegend als Wasserstoff. Bei aromatischen Kohlenwasserstoffen dagegen entwickelt sich kein Wasserstoff.

Im Gasraum bilden sich zwei Arten von Reaktionsprodukten, ungesättigte Kohlenwasserstoffe und polare Verbindungen, die Sauerstoff und Stickstoff enthalten. Erstere entstehen aus den Aliphaten und Naphthenen, letztere werden im Öl gelöst und verschlechtern die dielektrischen Eigenschaften (Verlustfaktor und Leitfähigkeit). Die aromatischen Kohlenwasserstoffe im Isolieröl schützen die aliphatischen und naphthenischen Verbindungen vor der Wasserstoffabspaltung, ohne daß sie selbst verbraucht werden. Die schützende Wirkung ist am größten, wenn ihr Dampfdruck im Vergleich zu den anderen Kohlenwasserstoffen größer ist.

Während in früheren Arbeiten die bekannten Gaskurven auf Grund des Versuchsmaterials theoretisch gedeutet wurden, werden sie es in vorliegender Arbeit auf Grund der durchgeführten Analysen des Gases. Es wird ein etwas anderer Reaktionsmechanismus gefunden, als in den früheren Arbeiten. Die Arbeit stellt somit einen erfreulichen Beitrag zum Problem der Isolieröle unter Glimmentladung dar.

Wö

1) Nach Held, F., u. Büchler, H.: Schweiz. Arch. angew. Wiss. u. Techn. Bd. 26 (1960) H. 1, S. 13–17; 8 B., 4 Taf., 5 Qu.

RUNDSCHAU

DK 621.317.7 : 512.12

Über die Messung des Produktes einer Impulszahl mit einer veränderlichen Größe. Nach Giersiepen, R., u. Wenzel, F.: Arch. techn. Mess. J 082-7 (März 1960) Lfg. 290, S. 53-54; 6 B., 1 Qu.

Bei der Messung der in einem bestimmten Volumen eines Gasgemisches enthaltenen Sauerstoffmenge muß das Produkt der Sauerstoffkonzentration mit der gesamten Menge des Gasgemisches gebildet werden. Diese wird durch den Drehwinkel eines Gasvolumenmessers bestimmt. Der Drehwinkel kann mit Hilfe einer mitgedrehten Scheibe galvanisch oder mit einer Lochscheibe photoelektrisch in die Impulszahl z umgewandelt werden.

Die zweckmäßige Lösung dieser Aufgabe hängt von der Schnelligkeit ab, mit der die zu zählenden Impulse z aufeinander folgen. Bei Frequenzen unterhalb etwa 15 Hz lassen sich mit Vorteil elektromagnetische Zähler verwenden. In einem einfachen und genauen Verfahren kann das Produkt elektrisch durch Verstellen eines Widerstandes in dekadischen Stufen gebildet werden. Man macht entweder die Stromstärke oder die Spannung der Meßgröße x proportional. Im ersten Fall wird ein Widerstand, im zweiten der Abgriffwiderstand eines Spannungsteilers durch jeden Impuls um denselben Wert vergrößert, so daß nach Ablauf der Meßzeit dieser Widerstand proportional z ist. Die Spannung am Widerstand wird daher in beiden Fällen proportional dem Produkt xz .

Für die Verstellung des Widerstandes oder des Spannungsteilers kann ein sogenannter Zählmagnet verwendet werden. Er schaltet Kontakte in der gleichen Reihenfolge, in der Gleichstromimpulse durch die Anzugwicklung fließen. Der Kontaktsatz enthält unter anderem zehn Arbeitskontakte, von denen jeweils einer — entsprechend der Zählstellung — geschlossen ist. Der Kontaktsatz arbeitet also wie ein elfstelliger einpoliger Schalter. Man benötigt für n Dekaden $2n-1$ Widerstandsdekaden und auch $2n-1$ Zählmagnete. Die maximale Zählgeschwindigkeit ist etwa 25 Hz innerhalb einer Dekade; für den Übertrag wird ein längerer Impuls benötigt, der die erreichbare Zählgeschwindigkeit auf 15 Hz bei mehr als zehn zu zählenden Impulsen begrenzt. Die beschriebene Anordnung summiert und speichert also die einzelnen Impulse. Die Anzahl der meßbaren Impulse wird durch die vorhandenen Dekaden begrenzt, die Speicherzeit kann unbegrenzt groß gemacht werden. Am Ende der Meßzeit wird die Summe der Impulse z mit dem dann bestehenden Augenblickswert der zweiten Meßgröße x multipliziert. Ist diese zweite Größe eine Konstante, so erhält man in der Ausgangsspannung ein Maß für die Anzahl der gezählten Impulse allein.

Als Beispiel für dieses Verfahren wird eine Einrichtung zur Messung des Sauerstoffverbrauches in der Atemluft beschrieben. Dazu wird mit dem Zeiger eines vorhandenen Gasvolumenmessers eine Lochscheibe gekuppelt, die photoelektrisch abgetastet wird. Durch diesen Gasvolumenmesser strömt die eingeatmete Luft; die Zahl der Impulse gibt demnach das Volumen der während einer bestimmten Zeitspanne eingeatmeten Luft an. Die Impulse werden in der beschriebenen Weise von Zählmagneten in zwei Dekaden gespeichert. Als zweite Meßgröße wird die Differenz der Konzentration des Sauerstoffs in der eingeatmeten und ausgeatmeten Luft benutzt. Die Meßgenauigkeit ist durch die Zählgeschwindigkeit gegeben. Der kürzeste Zählschritt beträgt bei einer Zählgeschwindigkeit von 15 Hz etwa 60 ms. Die während dieser Zeit durchströmende Menge gibt den größtmöglichen Fehler infolge der Quantisierung des Volumens an; er ist bei den verwendeten Meßzeiten und passender Wahl der Lochzahl auf der Scheibe kleiner als 1% vom Nennwert.

Hlk

DK 621.3.011.2.001.2 : 621.3.042.3

Eine allgemeine Methode für die Berechnung der Leitwertzahlen von Nuten. (A general method for slot constant calculation.) Nach Waldschmidt, K. J.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1959) H. 40, S. 1437-1441; 4 B., 7 Qu.

Unter den üblichen Voraussetzungen werden zunächst allgemein gültige Formeln für die Berechnung der dimen-

sionslosen Leitwertzahl für das Nutenquerfeld aus den geometrischen Abmessungen einer Nut hergeleitet. Wendet man diese Formeln auf eine aus zwei Teilen zusammengesetzte Nut an, so ergibt eine geschickte Umformung, daß die Leitwertzahl der gesamten Nut als algebraische Summe von Leitwertzahlen der einzelnen Abschnitte dargestellt werden kann. Diese sind wie folgt definiert:

Leitwertzahl der Selbstinduktion

$$\lambda_S = \frac{1}{A^2} \int_0^h \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]^2}{f(x)} dx,$$

Leitwertzahl der Gegeninduktion

$$\lambda_G = \frac{1}{A} \int_0^h \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]}{f(x)} dx,$$

Leitwertzahl der geometrischen Form

$$\lambda_F = \int_0^h \frac{dx}{f(x)}.$$

Darin bedeuten A die Fläche des Nutabschnittes, h seine Höhe, x die vom Grund des betreffenden Abschnittes gerechnete Integrationsvariable und $f(x)$ die Nutbreite.

Folgende algebraische Summe ergibt die Leitwertzahl der ganzen Nut, wenn der Index 1 den Abschnitt am Nutgrund und 2 den an der Nutöffnung kennzeichnet:

$$\lambda_S = \frac{1}{(A_1 + A_2)^2} [(\lambda_{S1} + \lambda_{F2}) A_1^2 + \lambda_{S2} A_2^2 + 2 \lambda_{G2} A_1 A_2].$$

Ähnlich ergibt sich für die zusammengesetzte Nut die Leitwertzahl der Gegeninduktion und die der geometrischen Form:

$$\lambda_G = \frac{1}{A_1 + A_2} [(\lambda_{G1} + \lambda_{F2}) A_1 + \lambda_{G2} A_2],$$

$$\lambda_F = \lambda_{F1} + \lambda_{F2}.$$

Durch wiederholte Anwendung dieser Formeln kann auch die Leitwertzahl einer mehrfach zusammengesetzten Nut ermittelt werden.

Für Trapeznuten und Kreisabschnitte sind die Leitwertzahlen λ_S , λ_G und λ_F , die mit einer Rechenmaschine ermittelt worden sind, dargestellt. Die Ableitungen dazu enthält Anhang 1. Drei Rechenbeispiele zeigen die bequeme praktische Anwendung des Verfahrens. Um die Anlaufeigenschaften eines Einstabläufers unter Berücksichtigung der Stromverdrängung zu berechnen, ist auf das Schrifttum verwiesen, in dem die Methode der Eindringtiefe beschrieben ist.

In der Diskussion wird angeführt, daß die Annahme eines Feldlinienverlaufes des Nutenquerfeldes parallel zur Läuferoberfläche etwas zu kleine Leitwertzahlen ergibt. Ferner wird die Frage phasenverschobener Ströme in der oberen gegenüber denjenigen der unteren Schichten aufgeworfen; diese Erörterung überschreitet aber den Rahmen der vorliegenden interessanten Arbeit.

Lz

DK 621.317.012.5 : 621.383

Die Messung von Kurzschlußströmen insbesondere bei Photoelementen. Nach Gründler, W.: Arch. techn. Messen J 390-2 (März 1960) Lfg. 290, S. 57-60; 14 B., 12 Qu.

Es wird zunächst der lineare aktive Zweipol, ein an zwei Klemmen endendes beliebiges Netzwerk aus linearen Widerständen und Spannungsquellen, erklärt. Das Netzwerk kann bezüglich des Verhaltens von Spannung und Strom an den Klemmen bei beliebiger Belastung durch die Leerlaufspan-

nung und den Kurzschlußstrom beschrieben werden. Mit Hilfe der Ersatzschaltbilder lassen sich die jeweiligen Werte für Klemmenspannung und Klemmenstrom aus Spannungs- teilung bzw. Stromverzweigung einfach errechnen.

Zum Messen von Leerlaufspannungen werden Prüfling und Spannungskompensator gegeneinander geschaltet. Die Prinzipschaltung zur Spannungskompensation mit Ersatzspannungsquellen und in Reihe mit ihren Klemmen liegendem Nullindikator wird gezeigt und die erreichbare Genauigkeit angegeben. Das Prinzip der Messung von Kurzschlußströmen ist die Hintereinanderschaltung der Stromquellen von Prüfling und Stromkompensator. Auch hier werden die Prinzipschaltung zur Stromkompensation mit Ersatzstromquellen und parallel zu ihren Klemmen liegendem Nullindikator gezeigt und die erreichbare Meßgenauigkeit angegeben.

Die Messung von Kurzschlußströmen ist besonders für Strahlungsmessungen (Lichtmessungen) mit Hilfe von Photoelementen von Bedeutung. Obgleich ein Photoelement kein linearer aktiver Zweipol ist, kann man doch Kurzschlußstrom und Leerlaufspannung messen. Es darf aus diesen Messungen nur nicht auf das Verhalten bei beliebigen Außenwiderständen geschlossen werden, da der Innenwiderstand von der äußeren Belastung nicht unabhängig ist. Bei Beleuchtung des Photoelementes mit Wechsellicht ist zu beachten, daß nur der zeitliche Mittelwert des Photostromes kompensiert wird.

Bei den im Prinzip dargestellten Schaltungen nach Campbell und Freeth sowie nach Reeb und Tosberg wird die Größe des Kurzschlußstromes direkt gemessen. Die Strommessung kann aber auch auf eine Spannungs- oder Leitwertmessung zurückgeführt werden. Weiterhin erwähnt der Verfasser die von Merz und Stanek angegebene „Saug-schaltung“ und eine Potentiometerschaltung, bei der die Stellung des Potentiometerabgriffes ein Maß für die Größe des Kurzschlußstromes ist.

Hlk

DK 621.318.435.3 : 621.313.322 : 621.316.722

Dreiphasige Transduktoren für die zusätzliche Spannungsregelung compoundierter Synchrongeneratoren. Nach Droste, W., und Janzen, H.: AEG-Mitt. Bd. 49 (1959) S. 459 bis 462; 7 B., 6 Qu.

Für compoundierte Synchrongeneratoren wird ein zusätzlicher Regelkreis verwendet, dessen Stellglied bei größeren Generatorleistungen ein dreiphasiger Transduktor ist. Der Generator erregt sich über eine dreiphasige Luftspaltdrossel und einen Gleichrichter durch die Remanenzspannung wie eine Gleichstrommaschine. Die Reaktanz dieser Luftspaltdrossel ist so eingestellt, daß ein größerer Strom fließt, als zur Erzeugung des Leerlauf-Erregerstromes nötig ist. Dieser Strom wird durch einen Transduktor auf den richtigen Wert verringert.

An Hand eines Schaltplanes wird die Regelung beschrieben. Bei Belastung des Generators wird durch einen dreiphasigen Stromtransformator, abhängig von Größe und Phasenlage des Belastungsstromes, eine Zusatzerrregung zur Leerlauferregung geliefert. Diese Compoundierung ist eine unverzüglich eingreifende Störgrößenaufschaltung. Bei Belastungsstößen sinkt die Generatorspannung um den nicht zu verhindernden Streuspannungsabfall, während die Polradspannung steigt. Es ist demnach möglich, daß der Spannungsbetrag am Transduktor im Augenblick des Spannungsstoßes konstant bleibt oder sogar sinkt. Weiterhin ist eine große Stromverstärkung erforderlich, damit ein kleines Meßglied verwendet werden kann. Die Polradspannung ist im wesentlichen durch die Störgrößenaufschaltung bestimmt, die Generatorspannung ist konstant, so daß der Transduktor an einer eingepprägten Spannung arbeitet. Die Oberschwingungen des Transduktor-Arbeitsstromes müssen den Scheitelwert des dem Gleichrichter zufließenden Wechselstromes verkleinern.

Ein solcher Transduktor kann als dreiphasiger Gleichstromtransformator bezeichnet werden. Die Wechsel- oder Arbeitsdurchflutung und Steuerdurchflutung stehen in einem festen Verhältnis zueinander. Dieses wird theoretisch bestimmt und ergibt, daß bei gleichen Kupferfüllfaktoren die Steuerwicklung nur 75% des Wickelraumes einer Arbeitswicklung benötigt. Solange sich ein Kern im ungesättigten Zustand befindet, kann die an der Arbeitswicklung auftretende Spannung in die Steuerspannung transformiert

werden. Da die Steuerwicklung in Dreieck geschaltet ist, hat die von den drei Arbeitswicklungen in den Steuerkreis transformierte Spannung als Grundfrequenz die dreifache Netzfrequenz. Ein Bild zeigt die Kurvenformen des Arbeitsstromes für einen Wandler, dessen Kernwerkstoff eine annähernd rechteckige Magnetisierungskennlinie hat. Schließlich ist noch das Zeitverhalten eines Transduktors bei gleichzeitiger Änderung des Steuerstromes und der Spannung an der Arbeitswicklung in einem Oszillogramm dargestellt.

Hlk

DK 621.317.33.083.5

Wechselstrom-Kompensationsschaltungen mit weitem Belastungsbereich. Nach Putz, R.: Arch. techn. Messen J 942-1 (Januar 1960) Lfg. 288, S. 15-16; 7 B., 1 Qu.

Für die Messung linearer ohmscher Widerstände bei beliebig hohem Strom oder beliebig hoher Spannung beschreibt der Verfasser zunächst eine ähnlich der von R. W. Atkinson besonders für Verlustfaktormessungen an Hochspannungskabeln angegebenen Wechselstrom-Kompensationsschaltung. Im Gegensatz zu der Wheatstoneschen Brücke ist der eine Speisepunkt aufgetrennt; die beiden Zweige werden von zwei verschiedenen, jedoch frequenz- und phasengleichen Stromquellen — in der Praxis durch einen Transformator mit passender Übersetzung zusammengefaßt — gespeist. Der andere Speisepunkt ist beiden Zweigen gemeinsam. Man erhält somit zwei voneinander unabhängige Stromkreise.

Die Schaltung erfordert zwei Abgleiche. Der erste Abgleich mit dem einen Nullanzeiger sichert die Phasengleichheit der beiden angelegten Spannungen, die durch einen veränderbaren Kondensators an den Sekundärklemmen des Transformators erreicht werden kann. Er dient zugleich, über einen Präzisionsspannungsteiler, zur genauen Ermittlung des Verhältnisses der beiden Spannungen, das in die Formeln zur Berechnung des Prüflings-Widerstandes eingeht. Der Abgleich mit dem anderen Nullanzeiger läßt sich immer dann unabhängig vom ersten Nullabgleich durchführen, wenn es möglich ist, die an der Sekundärspannung liegenden Zweigwiderstände hierbei unverändert zu lassen. Die Grundgleichung der Kompensationsschaltung wird abgeleitet.

Zur Messung stromabhängiger Widerstände, z. B. Induktivitäten mit ferromagnetischem Kern bei vorgegebenen Strömen oder Spannungen, zeigt der Verfasser die Zeigerdiagramme und Schaltungen der auf die geschilderte Art abgewandelten Maxwell- und Maxwell-Wien-Brücke. Die Berechnung des Wirk- und Blindwiderstandes ist angegeben.

Hlk

DK 681.124

Das Digitron, eine Kalt-Kathodenröhre mit Ziffernanzeige. (The digitron: a cold-cathode character display tube.) Nach McLoughlin, N., u. Reaney, D., u. Turner, A. W.: Electronic Engng. Bd. 32 (1960) H. 385, S. 140-143; 8 B.

Die Verfasser beschreiben eine Reihe von Kalt-Kathodenröhren zur Ziffer- und Buchstabenanzeige, welche die Firma Ericsson Telephones Ltd. unter der Bezeichnung "Digitron" herausbringt. Die dargestellten Zeichen sind als Kathode einer Glimmentladung in einer Edelgas Mischung aufgebaut und von einer netzförmigen Anode umgeben, durch die man die mit gelb-orange-farbigem Glimmlicht bedeckten Kathodenzeichen sieht. Die Elektroden sind aus Nickel und auf einer Keramikplatte befestigt. Jede der Kathoden und die Anode sind mit einem eigenen Durchführungsstift im Röhrenfuß verbunden.

Die Digitrons werden sowohl als Röhren mit seitlicher Anzeige hergestellt, wobei die Elektroden in Richtung der Kolbenachse stehen, als auch mit stirnseitiger Anzeige, bei der die Elektroden senkrecht zur Kolbenachse angeordnet sind. Die Betriebskenngrößen sind: 180 V, 6,5 mA. Für die Röhrentypen GR 10 G, GR 4 G, GR 10 W und GR 2 G sind die Betriebsbedingungen im I-U-Kennlinienfeld dargestellt. Die Röhre GR 10 G enthält die Zahlen 0 bis 9, die 30 mm hoch und bis zu 18 mm breit sind.

Digitrons eignen sich für hohe Zählgeschwindigkeiten. An drei Schaltungen wird gezeigt, wie das Digitron in Zähl-schaltung eingesetzt werden kann und wie man es in Verbindung mit dem Decatron und dem Trochotron verwendet. Auf weitere Anwendungen wird hingewiesen.

Bek

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21
Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;
Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;
Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Entwurf VDE 0206/...60 „Vorschriften für die Farbe von Kunststoff- und Gummiaußenhüllen von Kabeln und isolierten Leitungen“

Die VDE-Kommission „Kabel und Leitungen“ hat den vorstehend genannten Entwurf ausgearbeitet. Ein Einführungsaufsatz hierzu ist in diesem Heft auf S. 830—831 veröffentlicht. Als Geltungsbeginn ist der 1. Juni 1961 vorgesehen.

Der Entwurf kann vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,60 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den Termin für den Geltungsbeginn können bis zum 1. Januar 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende
von Wiarda

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

Erteilung vorläufiger VDE-Zeichen-Genehmigungen

Gemäß dem in der ETZ-A Bd. 74 (1953) S. 305, bekanntgegebenen Verfahren zur Erteilung vorläufiger Prüfzeichen-Genehmigungen wird die VDE-Prüfstelle durch die VDE-Kommission „Rundfunk- und verwandte Geräte“ ermächtigt, vorläufige Prüfzeichen-Genehmigungen auf Grund des Entwurfes VDE 0860 Teil 1 a/...60 zu erteilen.

Dieser Entwurf wurde in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 15 S. 544, angekündigt.

Der Kommissionsvorsitzende
Woerner

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

Berichtigung des Entwurfs VDE 0815/...60 „Vorschriften für Installationsleitungen für Fernmeldeanlagen (Drähte, Installationskabel und Schlauchdrähte)“

In der in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 22, S. 798 veröffentlichten Ankündigung des Entwurfes VDE 0815/...60 muß die Einspruchsfrist „15. Dezember 1960“ statt „15. September 1960“ heißen.

Der Kommissionsvorsitzende
v. Wiarda

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0418 „Regeln für Elektrizitätszähler“ Änderung a,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 797,
Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDE 0419 „Regeln für Tarifschaltuhren“ Änderung a,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 797,
Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDE 0560 „Regeln für Kondensatoren“ Teil 1 „Allgemeine Bestimmungen“ Änderung c,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798,
Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDE 0560 Teil 2 „Vorschriften für Berührungsschutz-Kondensatoren“

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798,
Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDE 0560 Teil 7 „Regeln für Funk-Entstörkondensatoren“ Änderung a,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798,
Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDE 0606 „Vorschriften für Verbindungsmaterial bis 750 V“ Änderung a,

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798,
Einspruchsfrist bis 10. Dezember 1960.

VDE 0712 Teil 2/8. 60 „Zubehör für Leuchtstofflampen“ Änderung, angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 20/21, S. 759, Einspruchsfrist bis 30. November 1960.

VDE 0815/...60 „Vorschriften für Installationsleitungen für Fernmeldeanlagen (Drähte, Installationskabel und Schlauchdrähte)“ angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798, Einspruchsfrist bis 15. Dezember 1960.

VDI/VDE 3261 „Kenngrößen elektrischer Bauelemente für Arbeitsmaschinen — Hilfsrelais“,

VDI/VDE 3262 „Kenngrößen elektrischer Bauelemente für Arbeitsmaschinen — Magnetkupplung und Magnetbremse“,

VDI/VDE 3263 „Kenngrößen elektrischer Bauelemente für Arbeitsmaschinen — Hubmagnete“,

VDI/VDE 3264 „Kenngrößen elektrischer Bauelemente für Arbeitsmaschinen — Verzögerte Hilfsrelais“,

VDI/VDE 3265 „Kennzeichnung der elektrischen Leitungen von Arbeitsmaschinen für die Produktionstechnik“

angekündigt in ETZ-A, Bd. 81, H. 22, S. 798,
Einspruchsfrist bis 30. November 1960.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

NTG-Fachtagung „Zuverlässigkeit von Bauelementen“

Die Fachausschüsse 2 „Allgemeine Bauelemente und Werkstoffe“, 3 „Halbleiter“ und 4 „Röhren“ veranstalten Ende April 1961 in Nürnberg eine gemeinsame Fachtagung über das Thema „Zuverlässigkeit von Bauelementen“. Dabei sollen insbesondere behandelt werden:

1. Grundlagen und Definitionen des Begriffes „Zuverlässigkeit“,
2. Verfahren zur Zuverlässigkeitsprüfung und praktische Erfahrungen über die Zuverlässigkeit von Bauelementen und Geräten,
3. Berichte über ausländische Erfahrungen und Bemühungen auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit.

Einladungen mit dem endgültigen Vortragsprogramm ergehen zur gegebenen Zeit. Fachkollegen, die sich mit einem Vortrag beteiligen wollen, werden gebeten, bis spätestens zum 10. Dezember 1960 das Thema unter Beifügung einer kurzen Inhaltsangabe bei Dr. phil. J. Rottgardt, Nürnberg, Platenstraße 66 einzureichen.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE
Geschäftsführung
Burghoff

VDE-Verlag GmbH

Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33

Neu erschienen sind:

VDE-Schriftenreihe Heft 13: Erläuterungen zu den Bestimmungen für den Betrieb von Starkstromanlagen VDE 0105/11. 60 von O. Schneider, 70 S., DIN A 5 4,— DM

VDE 0560 (engl.): Rules for Capacitors

Part 3 a/1. 58	—,40 DM
Part 6/5. 60	1,40 DM
Part 10/5. 60	1,50 DM

Die englischen Übersetzungen aller bisher erschienener Teile, im Plastik-Taschenordner mit Titelkarton und Inhaltsblatt, kosten zusammen 16,50 DM.

VERANSTALTUNGSKALENDER

Bayreuth: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Bayreuth, Wolfenstr. 6.

18. 11. 1960, 20.00, BELG, Vortragssaal, Kanalstr. 2: „Die Anwendung des kontaktlosen Steuersystems Logistat“, Dipl.-Ing. G. Schinze, Heiligenhaus.

Biberach: ETV Württemberg, Stützpunkt Biberach, i. Hs. Elektrizitätsversorgung Schwaben.

15. 11. 1960, 17.00, Elektrizitätsversorgung Schwaben, Vortragssaal: „Das technische Ausbildungswesen in der Sowjetunion“, Prof. Dr. rer. techn. W. Niens, Berlin.

Bonn: VDE-Bezirk Köln, Stützpunkt Bonn, Immenburgstr. 7—11.

8. 11. 1960, 19.00, Fernmeldeamt, Unterrichtssaal, Reuterstr. 65: „Licht-technik und Architektur“, Dipl.-Ing. F. Harnisch, Hameln.

22. 11. 1960, 19.00, Fernmeldeamt, Unterrichtssaal, Reuterstr. 65: „Das moderne Japan“, Kulturattaché Kimura, Japanische Botschaft Bonn.

Braunschweig: ETG Braunschweig, Mühlenpfortstr. 23.

10. 11. 1960, 20.00, Technische Hochschule, Hörsaal M 1: „Fünf Jahre deutsche Kernenergieentwicklung“, Dir. Dipl.-Ing. K. Schwarz, Töging a. Inn.

Darmstadt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Stützpunkt Darmstadt, Luisenstr. 12 (Heag-Haus).

9. 11. 1960, 19.30, Technische Hochschule, Großer Hörsaal für Elektrotechnik: „Vergleich des amerikanischen mit dem deutschen Fernsprechnetz“, Dipl.-Ing. H. Heß, München.

23. 11. 1960, 19.30, Technische Hochschule, Großer Hörsaal für Elektrotechnik: „Netzuntersuchungen unter Benutzung von Rechenanlagen“, Dipl.-Ing. H. Renz.

Frankfurt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Rothschildallee 33.

8. 11. 1960, 17.30, Hörsaal für Angewandte Physik, Robert-Mayer-Str. 2: „Probleme der Normung von Asynchronmotoren“, Dir. Dr.-Ing. K. Geigenmüller, Rheydt.

22. 11. 1960, 17.30, Hörsaal für Angewandte Physik, Robert-Mayer-Str. 2: „Die analoge und digitale Programmierung als wichtige Voraussetzung der Automatisierung“, Dipl.-Phys. H. Cordes, Mannheim.

Fulda: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Stützpunkt Gießen, Schanzenstr. 3.

22. 11. 1960, 19.30, Städtische Berufsschule, Aula, Fulda, Zieherer Weg: „Neue Hochleistungs-Installations-Selbstschalter zur Beherrschung höchster Kurzschlußströme“, Dipl.-Ing. H. Drubig, Mannheim.

Hagen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Hagen, Frankfurter Str. 89.

22. 11. 1960, 18.00, Vortragssaal Elektromark: „Fernwirktechnik in Stromversorgungsanlagen“, Dr. Grillmaier, Erlangen.

Hamburg: VDE-Bezirk Hamburg, Gerhart-Hauptmann-Platz 48.

17. 11. 1960, 17.30, Museum für Völkerkunde, Großer Saal, Rothenbaumchaussee 64: „Aktuelle Aufgaben im Trafobau“, Dr.-Ing. K. Gadek, Rheydt.

Hannover: ETG Hannover, Bischofsholer Damm 70.

8. 11. 1960, 18.15, Technische Hochschule, Hörsaal 42: „Teilchenbeschleuniger und ihre Anwendung“, Dipl.-Ing. W. Langbein, Frankfurt.

22. 11. 1960, 18.15, Technische Hochschule, Hörsaal 42: „Möglichkeiten und Grenzen der Halbleiter in der Elektrotechnik“, Dr. Dr.-Ing. H. F. Mataré, Nürnberg.

Kassel: VDE-Bezirksverein Kassel-Bettenhausen, Lilienthalstr. 150.

17. 11. 1960, 18.00, Hessisches Landesmuseum, Hörsaal: „Über die Gefahren des elektrischen Stromes“, Dr. med. S. Koeppen, Wolfsburg.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

11. 11. 1960, 18.00, Staatliche Ingenieurschule Köln, Ubierring 48: „Kulturgeschichte der Technik zur Römerzeit in Westdeutschland“, Dr.-Ing. F. Kretzschmer, Düsseldorf.

Mainz: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Stützpunkt Mainz, Feldbergschule.

15. 11. 1960, 19.00, Feldbergschule, Aula, Rheinallee, Eingang Hafenstr.: „Automatische Notstrombereitstellung, insbesondere für unterbrechungslose Stromversorgung“, Obering. Dipl.-Ing. J. Bopp.

Mannheim: VDE-Bezirk Kurpfalz, Mannheim D 3, 15.

23. 11. 1960, 17.30, Kunsthalle: „Transistor in der Steuerungstechnik“, Dipl.-Ing. Hinsch, Mannheim.

München: ETV München, München 8, Rosenheimer Str. 5.

7. 11. 1960, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 2: „Die Abtötung von Mikroorganismen durch ultraviolette Strahlen“, Dipl.-Ing. R. Lorenz.

21. 11. 1960, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 2: „Die Fernschreibtechnik im Dienst der Rationalisierung“, E. Hildinger, München.

Münster: ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Stützpunkt Münster, Herwarthstr. 6—8.

17. 11. 1960, 19.30, Staatliche Ingenieurschule für Bauwesen, Physiksaal, Eingang Lotharingerstr.: „Das Grundwissen vom Atom durch Experimente“, Obering. H. Schulze, Bochum.

Siegen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Siegen, Hubertusweg 29.

17. 11. 1960, 18.00, EW Siegerland, Belegsaalraum, Juliusstr.: „Einsatzmöglichkeiten und Grenzen der Psychologie in der Unfallverhütung“, Dr. Karl.

Solingen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Solingen, Donaustr. 51.

8. 11. 1960, 19.30, CVJM-Heim, Am Birkenweiher 42: „Elektromagnetische Steuerungen“, Dir. Scheibe, Olpe.

Stuttgart: ETV Württemberg, Stuttgart, Lautenschlagerstr. 21.

17. 11. 1960, 17.30, Technische Hochschule, Elektrotechnisches Institut, Breitscheidstr. 3: „Stromerzeugungs-Aggregate mit Dieselmotoren und ihre Verwendung in Notstromanlagen, Schnell- und Sofortbereitstellungsanlagen“, Dr. H. Falderbaum, Frankfurt a. M.

Wolfenbüttel: ETV Braunschweig, Mühlenpfortstr. 23.

24. 11. 1960, 18.00, Staatliche Ingenieurschule, Physiksaal, Wolfenbüttel: „Eigenschaften und Aufbau von Regelkreis und Steuerkette“, Dipl.-Phys. W. Laux, Mannheim.

Wuppertal: VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

8. 11. 1960, 18.00, Farbenfabriken Bayer, Vortragssaal, Friedrich-Ebert-Str. 217/319: „Der heutige Stand der Weitverbreitungstechnik für elektrische Nachrichtenübertragung“, Dipl.-Ing. R. v. Brandt.

Wuppertal: Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

23. 11. 1960 bis 15. 11. 1960, 9.00—17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Vagabundierende Ströme und kathodischer Korrosionsschutz“, Dipl.-Ing. J. Pohl und Dipl.-Phys. W. v. Baeckmann, Essen.

ERLÄUTERUNGEN ZU VDE-BESTIMMUNGEN

VDE 0206/...60, Vorschriften für die Farbe von Kunststoff- und Gummi-Außenhüllen von Kabeln und isolierte Leitungen

Von Heinz Heumann, Rheydt^{*)}

DK 621.315.221.8.004.922

Bis vor einigen Jahren waren Aussehen und Farbe von Kabeln und Leitungen fast ausschließlich durch die verwendeten Rohstoffe vorgegeben. So zeigten z. B. juteumhüllte Kabel das schmutzige Weiß des Kaolinübergusses über den bitumengetränkten und damit schwarzen Jute; Gummileitungen hatten schwarze Mäntel, weil fast ausschließlich Ruß zur Verbesserung der mechanischen Eigenschaften, wie Zug- und Abriebfestigkeit, verwendet wurde. Erst die Verwendung der Kunststoffe und heller Verstärkerzusätze zum Gummi gaben die Möglichkeit, die Außenhüllen von Kabeln und Leitungen beliebig zu färben. Der ersten Freude folgte bald die Erkenntnis, daß die notwendige Rationalisierung der Fertigung und Lagerhaltung eine Beschränkung auf wenige Farben erfordert. Auch wurde die Möglichkeit erkannt, einige wenige Grundfarben der Außenhüllen den wichtigsten Kabel- und Leitungstypen als Unterscheidungsmerkmal zuzuordnen. Damit ergab sich die Notwendigkeit, auch von Seiten des VDE ordnend einzugreifen und durch ein Vereinheitlichen der Farbkennzeichnung die der Sicherheit abträgliche Vielzahl der Möglichkeiten einzuschränken.

Unter Vorsitz von Herrn von Wiarda hat daher die Kommission 0250 „Kabel und isolierte Leitungen“, unterstützt von ihren verschiedenen Arbeitsausschüssen, den Entwurf VDE 0206/...60 „Vorschriften für die Farbe von Kunststoff- und Gummi-Außenhüllen von Kabeln und isolierten Leitungen“ erarbeitet. Diese Vorschrift gilt grundsätzlich für Kabel und Leitungen nach allen zuständigen VDE-Vorschriften, ausgenommen sind aber einadrige Leitungen ohne Außenhülle z. B. NYA-Leitungen und Sonder-Gummiaderleitungen. Auch Anschlußleitungen, die zum gefälligen Aussehen von Haushaltgeräten usw. beitragen sollen, dürfen beliebig gefärbt sein.

Die vorgeschriebenen Farben der Außenhüllen erleichtern zwar das Erkennen der jeweilig vorliegenden Kabel- oder Leitungstypen, die Farbe allein ist aber nicht ein ausreichendes Unterscheidungsmerkmal, das heißt, auch die sonstigen geltenden Sicherheitsbestimmungen des VDE dürfen nicht außerachtgelassen werden.

Sieben gut unterscheidbare Farben wurden verschiedenen Kabel- und Leitungsarten zugeordnet. Die erforderliche Beschränkung auf wenige Farben ließ weitergehende Unterscheidungen, z. B. bei den Hochspannungskabeln nach der Spannung, nicht zu. Hierfür müssen nach wie vor die bekannten Kabelmerkmale aus Blei oder Kunststoff eingesetzt werden, was ja auch bei den vielen juteumhüllten Kabeln in jedem Fall nötig bleibt.

Weiterhin ergab die eingehende Diskussion bei der Erarbeitung der Vorschrift VDE 0206/...60, daß es unzweckmäßig ist, die Mäntel von Starkstromkabeln für die Fernwirktechnik besonders zu färben. Es müßten dann nämlich 2- bis 5-adrige Kabel mit schwarzem Mantel gefertigt und auf Lager gehalten werden, wenn sie Energie übertragen sollen, und die gleichen Kabeltypen müßten mit farbigem Mantel verfügbar sein, wenn sie — was häufig vorkommt — für Steuer- und Signalzwecke bestimmt sind.

Die Festlegung von genauen Farbtönen, etwa RAL-Farben¹⁾, war wegen der unvermeidlichen Fertigungstoleranzen, der Farbänderungen beim Einwirken der Witterung und wegen der Meßschwierigkeiten nicht möglich. Es werden daher nur einwandfrei, z. B. als rot oder gelb unterscheidbare Farben gefordert. Um aber zu vermeiden, daß nebeneinanderliegende Kabel oder Leitungen

^{*)} Dr. H. Heumann ist Mitglied des VDE-Arbeitsausschusses „Starkstromkabel“.

¹⁾ RAL-Farben nach DIN 40 705.

zu große und unschöne Farbunterschiede aufweisen, haben die Hersteller ihre Farbtöne aneinander angeglichen.

Die Zuordnung der Farben ist in Tafel 1 des genannten Entwurfes niedergelegt, wobei diese Tafel sowohl nach den betreffenden Kabel- und Leitungsarten als auch nach den sieben Farben geordnet ist. Bei einem bekannten Typ ist also sofort die vorgeschriebene Farbe zu entnehmen; sieht man umgekehrt, z. B. in einer Anlage, die Farben, so kann man, von der jeweiligen Farbspalte in Tafel 1 ausgehend, unmittelbar die möglichen Kabel- oder Leitungstypen finden.

Geht man von den Farben aus, so gibt der Farbton „elfenbein“ oder „weiß“ eindeutige Hinweise. Weiterhin bedeutet die Farbe „rot“ immer Spannungen über 1 kV, während „hellblau“ stets auf „eigensichere“ Anlagen hinweist. Die Farbe „gelb“ wird zwar für verschiedene Kabel- und Leitungsarten verwendet, wobei aber der Aufdruck bei den Leuchtrohrenleitungen — 3,75 oder 7,5 kV — oder die Prägung bei den Kabeln und Leitungen für Bergwerke unter Tage zusätzliche Unterscheidungsmerkmale ergeben. Gelbe Mäntel ohne Prägung oder Aufdruck gibt es nur für Metallmantelkabel und Rohrleitungen mit Kunststoffhülle für Bergwerke unter Tage.

Schließlich sind die Farben „grau“ und „schwarz“ für eine Reihe von Kabeln und Leitungen zugelassen. Da aber in einer vorgegebenen Anlage nie alle theoretisch möglichen Kabel oder Leitungen vorkommen, wird im praktischen Fall auch bei den Farben „schwarz“ und „grau“ eine Vorentscheidung über die Zuordnung möglich sein. Wegen der verbleibenden Unsicherheit und den erwähnten Ausnahmen darf aber die Farbe — wie schon erwähnt und wie in § 2 e) der Vorschrift ausdrücklich angegeben — nicht allein das Verhalten gegenüber einer unbekannten Kabel- oder Leitungsart bestimmen.

BEKANNTMACHUNG

Deutsches Nationales Komitee der Commission Internationale de l'Eclairage

Nürnberg 2, Windenmacherstraße 6

Tagungsbericht über die 14. Hauptversammlung der Internationalen Beleuchtungskommission in Brüssel

In ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 672 wurde bereits ein allgemeiner Überblick über die 14. Hauptversammlung der Commission Internationale de l'Eclairage (CIE) im Juni 1959 in Brüssel gegeben. Inzwischen wurde der offizielle Tagungsbericht herausgegeben. Dieser ist in vier Bände aufgeteilt:

Band A (212 Seiten) Strahlungsquellen — Lichtmessung — Farbmessung. Dieser Band enthält auch das Protokoll über die Hauptversammlung.

Listenpreis 31,45 DM.

Band B (160 Seiten) Beleuchtungstechnik — Beleuchtung und Sehen, Tageslicht, Lichttechnischer Unterricht.

Listenpreis 21,25 DM.

Band C (148 Seiten) Beleuchtungspraxis — Wohnräume, Schulen, Industrie, Bergwerke, Verkaufsräume usw.

Listenpreis 21,25 DM.

Band D (96 Seiten) Beleuchtung und Verkehr — Straßen und Autobahnen, Automobile, Flugwesen, Lichtsignale.

Listenpreis 15,30 DM.

Alle vier Bände in einem dunkelblauen Karton:

Listenpreis 89,25 DM.

Die vier Bände können einzeln und auch zusammen beim Auslandsarchiv des Deutschen Normenausschusses, Berlin W 15, Uhlandstraße 175, bestellt werden.

PERSÖNLICHES

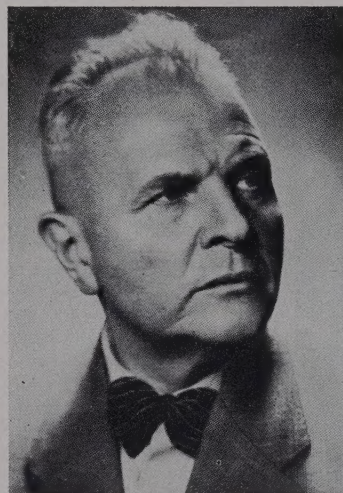
G. Kemna †. — Dipl.-Ing. Gustav Kemna, Geschäftsführer der zur Philips-Gruppe gehörenden Elektro Spezial GmbH, Hamburg, verstarb im Juli 1960 im Alter von 61 Jahren. Kemna wurde in Dessau geboren und studierte an der TH in Berlin-Charlottenburg Elektrotechnik. Seine praktische Tätigkeit begann er im Siemens-Zentrallaboratorium in Berlin. 1931 ging Kemna zur Ufa und zeichnete bald für die gesamte Tontechnik verantwortlich. Er erwarb sich große Verdienste um die Weiterentwicklung des Tonfilms. Die Einführung der Tonfilm-Meßtechnik, die Entwicklung von Verstärkern, Abhörtischen und anderen Aufnahme- und Wiedergabegeräten

waren sein Werk. 1939 wurde Kemna zum Geschäftsführer der Philips Electro Special GmbH in Berlin berufen. 1954 folgte er einem Angebot als Geschäftsführer der Elektro Spezial GmbH.

Einer Reihe von technischen Ausschüssen konnte Dipl.-Ing. Kemna mit seinem reichen Wissen dienen; seit der Neugründung der Ufa gehörte er deren Aufsichtsrat an. fi

W. Schneider †. — Durch einen tragischen Verkehrsunfall verloren die Technischen Werke der Stadt Stuttgart am 1. August 1960 einen vieljährigen Mitarbeiter, Oberbaurat Dipl.-Ing. Willy Schneider. Nach Besuch der TH Stuttgart und nach längerer Tätigkeit als Bau-, Betriebs- und Abteilungsleiter sowie als Direktionsassistent verschiedener Elektrizitätswerke kam Schneider im Jahre 1938 zu den TWS. Hier übernahm er bei der Abteilung Energieverwendung das Amt des ersten Sachbearbeiters für Tarife und Verträge auf dem Gebiet der Elektrizitätsversorgung und später zusätzlich der Fernwärmeversorgung. Trotz seiner starken Inanspruchnahme auf den genannten Gebieten war Schneider noch in mehreren Fachausschüssen mit Erfolg tätig, insbesondere in Fragen der Abnehmerberatung und Elektrizitätsverwendung. fi

Th. Stiebel †. — Am 10. September 1960 verstarb Dr. rer. pol. Dipl.-Ing. Theodor Stiebel, Inhaber der Dr. Stiebel Werke GmbH & Co., Holzminzen, München, Berlin. Dr. Stiebel entstammte einer Handwerkerfamilie aus Braunschweig. Er studierte an den Technischen Hochschulen in Braunschweig, München und Berlin. 1922 bestand er an der TH Berlin seine Diplom-Hauptprüfung mit Auszeichnung, und zwei Jahre später promovierte er an der Universität Berlin zum Dr. rer. pol.



Nach einer einjährigen Assistententätigkeit am Lehrstuhl für Werkzeugmaschinen und Fabrikbetriebe bei Prof. Schlesinger, Berlin, gründete er 1924 mit dem ersten selbstkonstruierten Ring-Tauchsieder ein eigenes Unternehmen in Berlin, das sich nach und nach zu einer namhaften Spezialfabrik für elektrische Heißwassergeräte entwickelte. Der zweite Weltkrieg erzwang eine vorübergehende Fertigungsumstellung und führte zur Auslagerung des Betriebes nach Holzminzen. Heute sind die

Dr. Stiebel-Werke mit drei Werken in Holzminzen, München und Berlin vertreten. Die Fortschritte auf technischem Spezialgebiet, die durch Dr. Stiebel und seine Mitarbeiter erzielt worden sind — schon bis zum Beginn des zweiten Weltkrieges wurden etwa 150 Patente angemeldet und etwa 75 Patente erteilt — sind längst der gesamten Elektroindustrie zugute gekommen. fi

W. Först. — Willy Först, Vorstandsmitglied der Überlandwerk Oberfranken AG, Bamberg, wurde am 29. Juli 1960 65 Jahre alt. Am 1. September 1920 trat er bei der kurz vorher gegründeten Überlandwerk Oberfranken AG in Bamberg als Ingenieur ein. Im Jahre 1923 wurde er Oberingenieur der Nordfränkischen Überlandzentrale GmbH. Im Jahre 1948 wurde er zum Vorstandsmitglied berufen. fi

W. Seiz. — Am 24. September 1960 feierte Prof. Dr.-Ing. Walter Seiz seinen 75. Geburtstag. Nach Beendigung seines Studiums der Elektrotechnik an der TH Karlsruhe arbeitete Seiz zunächst einige Jahre als Assistent am dortigen Lehrstuhl für Elektrische Maschinen. Der damalige Lehrstuhlinhaber Arnold hat in der Zeit vor dem ersten Weltkrieg die Entwicklung des gesamten Elektromaschinenbaus entscheidend gefördert. Bei den hohen Anforderungen, die Arnold an seine Mitarbeiter stellte, setzte eine Assistententätigkeit bei ihm bereits eine besondere Qualifikation voraus. Im Jahre 1912 trat Seiz bei Brown, Boveri & Cie in Baden ein, von wo aus er bei Arnold promovierte. Im Thema seiner Doktorarbeit, welche die „Theorie des asynchronen Frequenzwandlers“ in sehr klarer und umfassender Weise behandelte, kommt bereits sein besonderes Interesse für die Wechselstrom-Kommutatormaschinen zum Ausdruck.

Seiz' wissenschaftliche Arbeiten während seiner Tätigkeit als Ingenieur und später als Hochschullehrer sind vorwiegend dieser Maschinenart gewidmet. Sie fanden ihren Niederschlag in zahlreichen Veröffentlichungen, die sich durch ein besonderes Maß von exaktem Denken und Systematik auszeichnen und die Ent-

wicklung der Kommutatormaschinen entscheidend gefördert haben. Der von Seitz bearbeitete Abschnitt „Wechselstrom-Kommutatormaschinen“ in der letzterschienenen Auflage des Taschenbuches „Starkstromtechnik“ stellt eine für die Praxis wertvolle Zusammenfassung der Theorie dieser Maschinen auf moderner Basis dar.

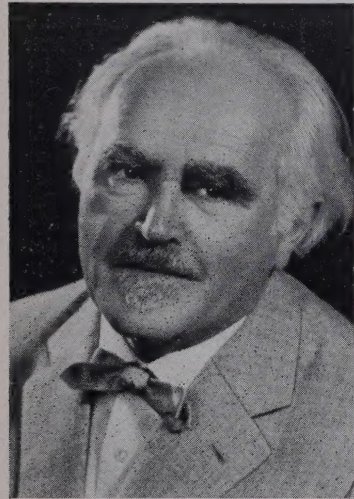
1929 wurde Seitz als Ordinarius auf den Lehrstuhl für Elektrische Maschinen der TH Danzig berufen. Nach Kriegsende fand sich die Familie in einem kleinen Ort in der Pfalz wieder zusammen. Hier erreichte ihn 1946 ein Ruf an die TH München als Nachfolger Ossannas. Das Institut, das er in München vorfand, war durch die Kriegereignisse zum größten Teil zerstört. Seiner Energie und Tatkraft ist es zu verdanken, daß der Lehrbetrieb schon nach verhältnismäßig kurzer Zeit wieder in vollem Umfang aufgenommen werden konnte. Er wirkte hier über seine Emeritierung hinaus bis zu seiner endgültigen Entpflichtung im Jahre 1955.

Seine zahlreichen Schüler, die er während seiner langjährigen Lehrtätigkeit in hervorragender Weise wissenschaftlich geschult und zu exaktem Arbeiten erzogen hat, bringen ihm in besonderem Maße ihre Verehrung entgegen.

W. Scheuring

H. Vogt. — Am 25. September 1960 wurde Hans Vogt, der letzte Überlebende der drei Tonfilmkorympioniere und Erfinder der Hochfrequenzspule, 70 Jahre alt. Hans Vogt ist geboren zu Wurlitz in Oberfranken. Als Sohn eines Dorfschmiedes besuchte er die Volksschule, wurde Maschinenbauer, arbeitete als Eisendreher, war Funker bei der Marine und nahm am ersten Weltkrieg teil. Seine

technischen Kenntnisse auf verschiedenen Gebieten erwarb er sich durch Selbststudium. Während seiner Tätigkeit als Techniker in Berlin entwickelte er Meßgeräte, Erdtelegraphie und Radiopieilgeräte. 1918 entstand der Plan bei ihm, Schallvorgänge photographisch auf dem Bildfilm anzubringen. Gemeinsam mit Joseph Massolle und Dr. Jo Engl verwirklichte er zwischen 1918 und 1924 in einer im wesentlichen noch heute gültigen Weise den Tonfilm. Trotz mehrerer Hunderte von Patenten brachte diese Erfindung infolge unglücklicher Nebenumstände den Erfindern keinen materiellen Erfolg.



Nach kurzer Zeit als Berater im Forschungslaboratorium der AEG gründete er 1927 ein eigenes Laboratorium und entwickelte elektrostatische Lautsprecher und Rundfunkempfänger. Er ersetzte die sperrige Luftspule durch die winzige Massekernspule.

1932 gründete Vogt in Berlin zur Auswertung seiner Erfindungen die Firma Vogt & Co., deren größter Teil sich jetzt in Erlau bei Passau befindet und über 500 Personen beschäftigt. Sie stellt nicht nur magnetische Spulenkern, sondern auch Bandfiltersätze und fertige Spulen her. In Anerkennung seiner technischen Leistungen verlieh die Universität Bonn Hans Vogt die Würde eines Ehrendoktors. 1952 erhielt er das Verdienstkreuz am Bande und 1958 das Bundesverdienstkreuz I. Klasse, 1959 den Bayerischen Verdienstorden.

of

JUBILÄEN

W. Krüger. — Werner Krüger, Leiter und Prokurist des Zweigwerkes Berlin-Neukölln der Vogt & Co. KG, Erlau über Passau, konnte am 7. Oktober 1960 sein 25-jähriges Dienstjubiläum begehen.

Abschluß des Heftes: 27. Oktober 1960

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341; Fernschreiber (Telex) 04-12 871.

Hauptchriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

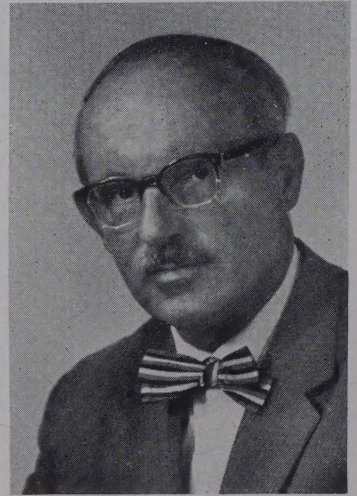
Schriftleiter: Dipl.-Ing. H. Lübbars, Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannstr. 21.

E. O. Seitz. — Am 1. Oktober 1960 konnte Dr. phil. Ernst Otto Seitz auf eine 25-jährige Tätigkeit bei der Quarzlampen Gesellschaft mbH, Hanau, zurückblicken. Nach dem Studium an den Universitäten Heidelberg, München und Erlangen war Seitz Assistent bei dem Nobelpreisträger Prof. Lenard, Heidelberg. Anschließend war er in mehreren Industrie-Laboratorien tätig. Schon in diesen Jahren war Seitz in Beziehung zum Ultraviolett-Gebiet getreten, dem er sich nach seinem Eintritt in die Quarzlampen Gesellschaft mit seiner ganzen Arbeitskraft widmete. In vielen Veröffentlichungen und Vorträgen ist er für die Anwendung der Ultraviolett- und Infrarot-Strahlen auf den verschiedensten Gebieten der Technik und Medizin hervorgetreten. In zahlreichen nationalen und internationalen Fachausschüssen hat Seitz wertvolle Mitarbeit geleistet und sich im In- und Ausland Anerkennung und Freunde erworben.

In der Quarzlampen Gesellschaft war Dr. Seitz zuerst als wissenschaftlicher Leiter tätig. 1958 wurde er zum technischen Geschäftsführer berufen. An den Erfolgen der Hanauer UV-Tagungen, die seit 1950 Physiker, Chemiker, Biologen und Mediziner nach Hanau führen, war Dr. Seitz wesentlich beteiligt.

fi



Dehn & Söhne. — Im September 1960 konnte die Firma Dehn & Söhne, Nürnberg, auf ein 50-jähriges Bestehen zurückblicken. Der im Jahre 1952 verstorbene Gründer, Hans Dehn, hat sich insbesondere der Blitzschutz- und Erdungstechnik gewidmet. Hans Dehn wurde hierbei von seinen Söhnen unterstützt, und so entstand eine Spezialfabrik, in der heute 450 Mitarbeiter beschäftigt sind.

fi

BUCHINGÄNGE

(Ausführliche Besprechung vorbehalten)

Fachwörterbuch Elektrotechnik. Deutsch—Englisch Englisch—Deutsch. Von H. F. Schwenkhausen. Mit 1067 S., Format 13 cm × 17,5 cm. Verlag W. Giradet, Essen 1959. Preis Plastik 82,— DM.

Bücherei der Hochfrequenztechnik. Bd. 7: Grundlagen der Elektrotechnik. Von E. Philippow. Mit 662 S., 457 B., Format 16 cm × 24 cm. Hrsg. H. Frühauf. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig 1959. Preis Ganzln. 39,— DM.

Technische Physik in Einzeldarstellungen. Bd. 13: Die Technische Physik der Lichtbogenschweißung einschließlich der Schweißmittel. Von W. M. Conn. Mit 398 S., 231 B., 62 Taf., Format 16,5 cm × 24 cm. Hrsg. W. Meissner. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg und Verlag J. F. Bergmann, München 1959. Preis Ganzln. 58,— DM.

Kunststoff-Leitfaden. Von C. A. Redfarn. Mit 158 S., 28 B., 17 Taf., Format 14,8 cm × 21 cm. Verlag Carl Hanser, München 1959. Preis Ganzln. 15,60 DM.

Folgende Aufsätze erschienen im Oktober 1960 in der ETZ-Ausgabe B:

Heft 22

A. Wollenek: Kontaktwiderstand ruhender Starkstrom-Punktkontakte aus Sinterlegierungen bei hohen Temperaturen.

J. Euler: Das Solion, ein elektrochemisches Steuerelement.

H. Stolpp: Motoren-Schaltsschränke in 400-V-Verteilungen für Öl-Raffinerien.

W. H. Hansen: Die Deutsche Industrieausstellung Berlin 1960.

Schluß des Textteiles

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01-84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 22,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 14,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 30,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 21,— DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7